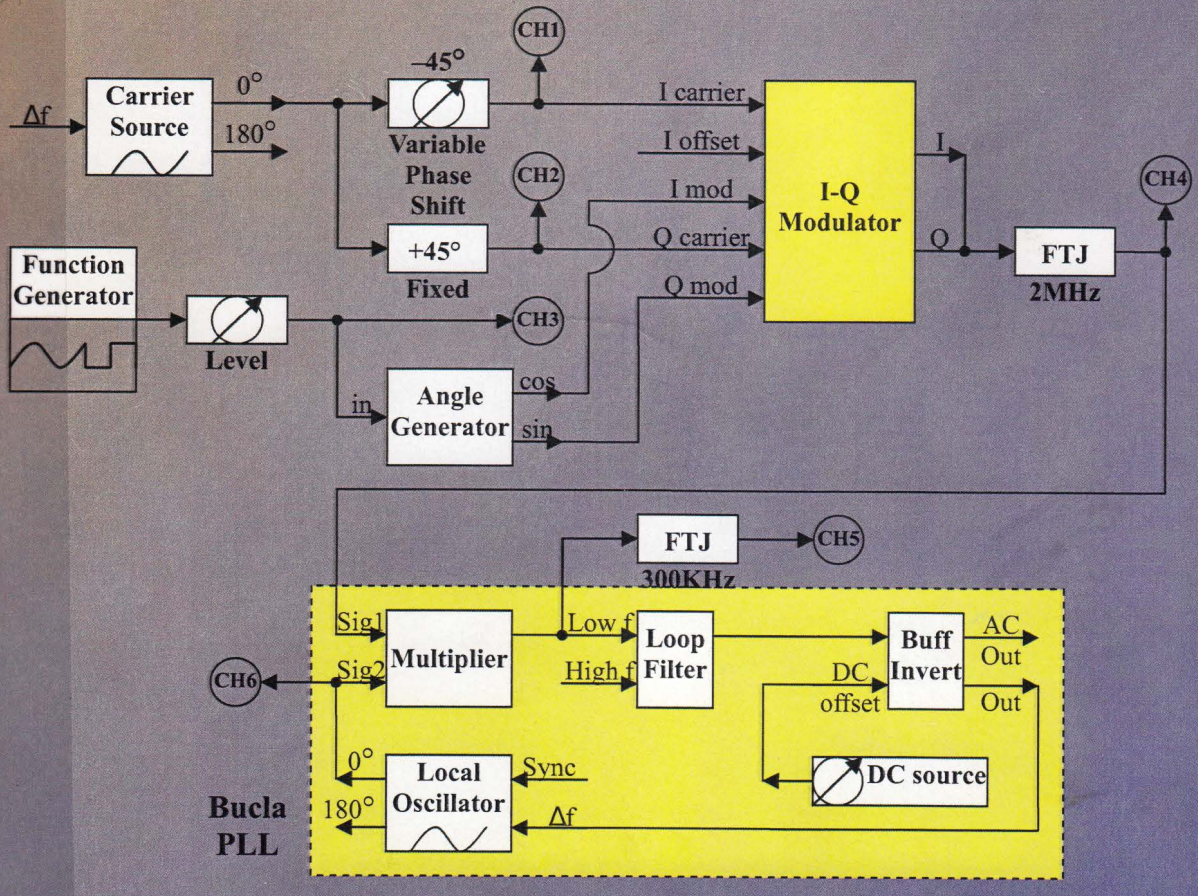
Aleodor Daniel IOAN Corneliu LAZĂR

TRANSMISIA DATELOR

CONSIDERAŢII TEORETICE ŞI EXPERIMENTE DE LABORATOR



EDITURA POLITEHNIUM
IAŞI - 2009

Aleodor Daniel IOAN **Corneliu LAZĂR**

TRANSMISIA DATELOR

CONSIDERAȚII TEORETICE ŞI EXPERIMENTE DE LABORATOR

– 2009 –

Editura POLITEHNIUM

a Universității Tehnice “Gh. Asachi” din Iaşi

bd. Dimitrie Mangeron, nr. 67,

RO-700050 Iaşi, România

Tel / Fax: 40 232 – 231343

Editura POLITEHNIUM (fostă “Gh. Asachi”) este recunoscută de

Consiliul Național al Cercetării Ştiințifice

din Învățământul Superior (CNCSIS)

Referenți ştiințifici:

Prof. univ. dr. ing. Alexandru VALACHI

Conf. dr. ing. Mihai POSTOLACHE

Director editură:

Prof. univ. dr. ing. Mihail VOICU

Membru corespondent al Academiei Române

Tehnoredactare:

Asist. ing. fiz. Aleodor Daniel IOAN

Răspunderea pentru tot ceea ce conține prezenta carte aparține

în întregime autorului (autorilor) ei.

Descrierea CIP a Bibliotecii Naționale a României

IOAN, ALEODOR DANIEL

Transmisia datelor : considerații teoretice şi experimente de laborator / Aleodor Daniel Ioan, Corneliu Lazăr. - Iaşi : Politehnium, 2009

Bibliogr.

ISBN 978-973-621-272-7

I. Lazăr, Corneliu

621.391

004

C U P R I N S

Introducere 7

1. **Analiza spectrală a semnalelor utilizate în tansmisia datelor** 11

1.1. Considerații teoretice 11
1.1.1. Semnal şi spectru 11
1.1.2. Analiza semnalelor aperiodice. Funcția de densitate spectrală 12
1.1.3. Analiza semnalelor periodice. Diagrame spectrale 15
1.2. Experimente de laborator 22
1.3. Întrebări de verificare a cunoştintelor 26

2. **Transmisia datelor în banda de bază** 29

2.1. Considerații teoretice 29
2.1.1. Transmisia asincronă şi sincronă 29
2.1.2. Sincronizarea la transmisia asincronă 31
2.1.3. Coduri de linie la transmisia sincronă 32
2.2. Experimente de laborator 37
2.3. Întrebări de verificare a cunoştintelor 40

3. **Coduri detectoare / corectoare de erori** 41

3.1. Coduri bloc 41
3.2. Coduri grup 41
3.2.1. Distanța Hamming 42
3.2.2. Principiul detecției şi corecției 44
3.2.3. Codarea cu ajutorul matricei de control 46
3.2.4. Codarea cu ajutorul matricei generatoare 48
3.2.5. Codul Hamming grup corector de o eroare 49

3.3. Coduri polinomiale cu redundanță ciclică 51
3.3.1. Codarea cu polinomul generator 52
3.3.2. Decodarea codurilor ciclice 53
3.3.3. Codarea şi decodarea prin circuite de divizare 54
3.4. Analiza unor scheme practice de implementare 58
3.5. Întrebări de verificare a cunoştintelor 60

4. Modulația de amplitudine 61

4.1. Considerații teoretice 61
4.1.1. Tipuri de modulație 61
4.1.2. Modulația liniară de amplitudine (MA) 62
4.1.3. Spectrul semnalului MA 64
4.1.4. Generarea semnalului MA 66
4.1.5. Demodularea semnalului MA 67
4.2. Experimente de laborator 69
4.3. Întrebări de verificare a cunoştintelor 73

5. Modulația de frecvență 75

5.1. Considerații teoretice 75
5.1.1. Principiul modulațiilor exponențiale 75
5.1.2. Modulația de frecvență cu semnal modulator digital 77
5.1.3. Spectrul semnalului FSK 78
5.1.4. Generarea semnalului MF 80
5.1.5. Demodularea semnalului MF 81
5.2. Experimente de laborator 83
5.3. Întrebări de verificare a cunoştintelor 87

6. Modulația de fază 89

6.1. Considerații teoretice 89
6.1.1. Modulația de fază absolută şi diferențială 89
6.1.2. Modulația binară de fază (BPSK) 90

6.1.3. Spectrul semnalului BPSK ____ 92
6.1.4. Modulația cuaternară de fază (QPSK) ____ 94
6.1.5. Generarea semnalelor modulate în fază ____ 96
6.1.6. Demodularea semnalului BPSK ____ 98
6.2. Experimente de laborator ____ 100
6.3. Întrebări de verificare a cunoştintelor ____ 102

7. Transmisia datelor în sistemele de conducere şi supervizare ____ 105

7.1. Considerații teoretice ____ 105
7.1.1. Comunicația în structuri ierarhizate ____ 105
7.1.2. Terminale de acces la magistrala de câmp ____ 106
7.1.3. Mediul software SCADA “Lookout” ____ 109
7.2. Experimente de laborator ____ 112

Bibliografie ____ 119

Introducere

Transmisia la distanță a semnalelor şi în particular a datelor numerice constituie unul dintre cele mai dinamice domenii actuale, cu o dezvoltare impresionantă şi continuă, care a influențat profund, împreună cu domeniul calculatoarelor, toate fațetele civilizației umane actuale.

Cartea de față încearcă abordarea de ansamblu a acestui domeniu vast al transmisiei informației la distanță şi se adresează în primul rând studenților de la facultăți de *"Automatică şi Calculatoare"* unde se studiază principiile telecomunicațiilor în cadrul unei discipline introductive generale. Lucrarea constituie o prezentare sintetică a unor cunoştințe fundamentale atât teoretice cât şi practice, necesare specialiştilor din diverse ramuri ale ingineriei electrice. Din acest motiv, se pleacă de la premisa că cititorul nu posedă inițial nici un fel de cunoştințe în domeniul telecomunicațiilor, ci doar cunoştințe fundamentale de matematică, din domeniul sistemelor automate şi despre dispozitivele şi circuitele electronice.

Cartea se poate dovedi însă utilă şi ca introducere în domeniu pentru studenții de la facultăți de *"Electronică şi Telecomunicații"*, dar poate fi folosită şi de cititorul nespecialist, care doreşte să-şi aprofundeze cunoştințele de cultură generală şi să înțeleagă mai în detaliu cum de se pot transmite, spre exemplu, mai mult de 50 de canale de televiziune pe un acelaşi cablu coaxial cu două fire, mai nou împreună şi cu semnale telefonice bidirecționale plus internet de mare viteză...

Sunt prezentate aspecte teoretice la un nivel accesibil, cu accent preponderent pe înțelegerea intuitivă a fenomenelor, împreună cu o serie de experimente practice realizate în jurul unei plăci electronice educaționale, dar care pot fi utile la înțelegerea detaliilor de implementare şi în lipsa acestui echipament de laborator. Deoarece abordarea stiințifică a unui astfel de domeniu este de neconceput fără utilizarea unui aparat matematic adecvat, sunt folosite în mod riguros formule pentru descrierea precisă a semnalelor utilizate şi a transformărilor prin care trec acestea, dar semnificația acestor formule este întotdeauna interpretată în cuvinte, încercându-se mereu înțelegerea intuitivă în scopul unei fixări mai bune şi îndelungate a tehnicilor şi cunoştințelor prezentate.

Lucrarea este organizată pe capitole, fiecare tratând un aspect fundamental din domeniul transmisiei semnalelor la distanță.

Capitolul 1 este orientat pe înțelegerea dualității caracteristicilor semnalelor în domeniul timp şi în domeniul frecvență, asociată cu studiul experimental al spectrului semnalelor periodice cu formă de undă sinusoidală, dreptunghiulară şi triunghiulară.

Capitolul 2 se axează pe înțelegerea modalităților de sincronizare a receptorului cu transmițătorul în cazul transmisiei asincrone şi sincrone în banda de bază. Ca parte practică este prezentat studiul experimental al codurilor de linie fără întoarcere la zero, cu întoarcere la zero şi bifazice.

Capitolul 3 se focalizează pe înțelegerea modalităților de codare a datelor pentru detecția şi corecția erorilor care pot apărea la transmisia prin canale cu perturbații, iar ca parte practică se urmăreşte analiza implementării unor scheme logice de generare şi verificare a codurilor cu redundanță ciclică.

Capitolul 4 îşi propune ca obiective înțelegerea aspectului formei de undă şi a spectrului obținut prin modularea amplitudinii unui semnal purtător sinusoidal (MA), exemplificarea modalităților de implementare a modulatoarelor şi demodulatoarelor în amplitudine la nivel de schemă-bloc şi studiul experimental al generării şi demodulării semnalelor modulate în amplitudine cu bandă laterală dublă şi purtătoare completă sau suprimată.

Capitolul 5 îşi propune înțelegerea aspectului formei de undă şi a spectrului obținut prin modularea în frecvență a unei purtătoare sinusoidale (MF) cu semnal modulator digital. La generarea modulației în frecvență, se insistă asupra structurii schemei-bloc a unui oscilator sinusoidal modulat prin diode varicap, pentru completarea cunoştințelor de electronică dar şi ca exemplu de analiză a circuitului din punctul de vedere al sistemelor automate. Tot în acest sens, se prezintă simplificat bucla cu calare pe fază (PLL) ca sistem automat de reglare a fazei unui semnal, buclă care are o largă utilizare actuală, nu numai la demodularea semnalelor MF. Studiul experimental urmăreşte generarea semnalelor modulate în frecvență folosind un oscilator controlat în tensiune şi demodularea lor prin utilizarea buclei cu calare pe fază.

Capitolul 6 tratează formele de undă şi spectrul obținut prin modularea fazei purtătoarei sinusoidale (MP=MΦ) cu semnal modulator digital. Se urmăreşte atât generarea şi demodularea semnalelor cu modulație binară de fază (BPSK), cât şi a semnalelor cu modulație cuaternară de fază (QPSK), ca o introducere în direcția

modulațiilor de fază multinivel. Este apoi descris studiul experimental al generării semnalelor modulate în fază folosind modulator în cuadratură şi al demodulării lor prin utilizarea buclei cu calare pe fază.

Capitolul 7 prezintă o serie de echipamente hardware şi medii software de transmisie a datelor, utilizate în sistemele de conducere şi supervizare a proceselor industriale. Este realizat un experiment de comunicație la distanță dintre un proces industrial hidrotehnic şi un calculator de supervizare, care să permită controlul debitului şi afişarea nivelului de lichid într-un rezervor, utilizând mediul software de supervizare şi control (SCADA) *"Lookout"*, produs de firma National Instruments.

La sfârşitul fiecărui capitol există câte un set de întrebări ce ajută cititorul să se focalizeze asupra informațiilor mai importante care au fost prezentate, în scopul verificării şi fixării acestor cunoştințe. Dacă cititorul întâmpină dificultăți când încearcă să răspundă la unele dintre întrebări, recomandăm recitirea capitolului respectiv, cu urmărirea consecventă a aspectelor solicitate de întrebare, până se ajunge la înțelegerea lor clară.

Prin modul de prezentare axat pe întelegere şi prin esențialitatea aspectelor punctate, considerăm că această carte se constituie într-o sinteză coerentă şi originală a cunoştințelor fundamentale din domeniul transmisiei informației.

Autorii, Iaşi, 2009.

1. Analiza spectrală a semnalelor utilizate în tansmisia datelor

1.1. Considerații teoretice

1.1.1. Semnal şi spectru

Un semnal este o mărime fizică măsurabilă, variabilă in timp *x(t)*, purtătoare de informație, care poate fi transmisă la distanță, recepționată şi/sau prelucrată. De regulă, mărimea fizică variabilă ce reprezintă semnalul este o tensiune electrică. Totuşi, în echipamentele de automatizări se utilizează şi semnale de altă natură fizică, ca de exemplu: curentul electric, presiunea, deplasarea mecanică. În transimisia datelor, se consideră că semnalul este o tensiune electrică variabilă în timp.

Semnalele pot fi *analogice*, a căror amplitudine poate lua orice valoare într-un anumit interval, având o variație continuă în timp, sau *digitale*, a căror amplitudine poate evolua doar într-un set discret de valori determinate (este cuantizată) şi la momente de timp fixate (este cunoscută prin eşantioane).

Orice semnal ce evoluează în domeniul timp *x(t)* prezintă un dual *X(ω)* cu evoluția în domeniu frecvență, care are semnificația fizică de *spectru* al semnalului din domeniul timp. Semnalul poate fi determinat suficient utilizând doar una din cele două reprezentări duale ale sale, adică variația temporală (forma de undă) sau reprezentarea spectrală. Totuşi, fiecare reprezentare poate scoate mai pregnant în evidență unele dintre caracteristicile sale semnificative [1], [2].

Din punct de vedere matematic, trecerea dintr-o formă de reprezentare în cealaltă, se face prin intermediul *transformatei Fourier* directe sau inverse.

Fie *x(t)* o funcție de modul integrabil ce descrie un semnal analogic măsurabil. Transformata Fourier directă a lui *x(t)* dă *X(ω)* prin relația:

$$X(\omega) = \Im\{x(t)\} = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t) \cdot e^{-j\omega t} \cdot dt \qquad (1.1.)$$

Transformata Fourier inversă a lui *X(ω)* dă *x(t)* prin relația:

$$x(t) = \Im^{-1}\{X(\omega)\} = \frac{1}{2\pi} \cdot \int_{-\infty}^{+\infty} X(\omega) \cdot e^{j\omega t} \cdot d\omega \qquad (1.2.)$$

Există o dualitate interesantă a caracteristicilor semnalelor în cele două domenii de reprezentare: dacă o reprezentare este continuă – duala sa va fi întotdeauna aperiodică, iar dacă o reprezentare este discretă – duala sa va fi întotdeauna periodică, ca în tabelul din figura 1.1.

DOMENIUL TIMP	**DOMENIUL FRECVENȚĂ**
Semnal CONTINUU	Spectru APERIODIC
Semnal DISCRET	Spectru PERIODIC
Semnal PERIODIC	Spectru DISCRET
Semnal APERIODIC	Spectru CONTINUU

Fig. 1.1. *Dualitatea caracteristicilor semnalelor.*

1.1.2. Analiza semnalelor aperiodice. Funcția de densitate spectrală

În cazul cel mai general al unui semnal analogic (continuu) şi neperiodic, spectrul său va fi neperiodic şi continuu, iar funcția *X(ω)* se numeşte *funcția de densitate spectrală* a semnalului inițial, deoarece coform relației (1.2.) semnalul *x(t)* este constituit dintr-o sumă integrală infinită de exponențiale $e^{j\omega t} \cdot d\omega$, fiecare cu amplitudinea *X(ω)*, care poate fi considerată astfel o densitate. Modulul |*X(ω)*| al funcției complexe *X(ω)* are semnlificație fizică şi se numeşte *densitatea spectrală de amplitudini* a semnalului *x(t)*. Pentru calculul transformatei Fourier a unui semnal real, integrala infinită se reduce de obicei la intervalul finit de existență a semnalului [1].

Dacă se consideră un semnal de tip impuls dreptunghiular *x(t)*, de durată finită cu aria unitate şi care apare în mod singular (nu se mai repetă), reprezentat în figura 1.2., acesta poate fi definit matematic prin relațiile:

$$x(t) = \begin{cases} \frac{1}{\tau}, \ pentru: |t| \le \frac{\tau}{2}; \\ 0, \ pentru: |t| > \frac{\tau}{2}; \end{cases}$$

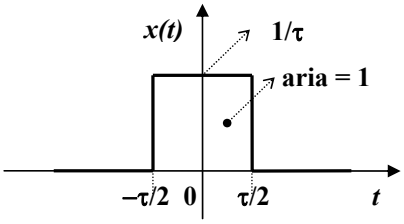


Fig. 1.2. *Impuls dreptunghiular de durată finită cu aria unitate.*

Aplicând transformata Fourier pentru a obține funcția de densitate spectrală a acestui semnal, după efectuarea calculelor, rezultă:

$$X(\omega) = \frac{1}{\tau} \cdot \int_{-\tau/2}^{\tau/2} e^{-j\omega t} \cdot dt \Rightarrow X(\omega) = \frac{\sin\left(\frac{\omega\tau}{2}\right)}{\frac{\omega\tau}{2}} = \operatorname{sinc}\left(\frac{\omega\tau}{2}\right)$$

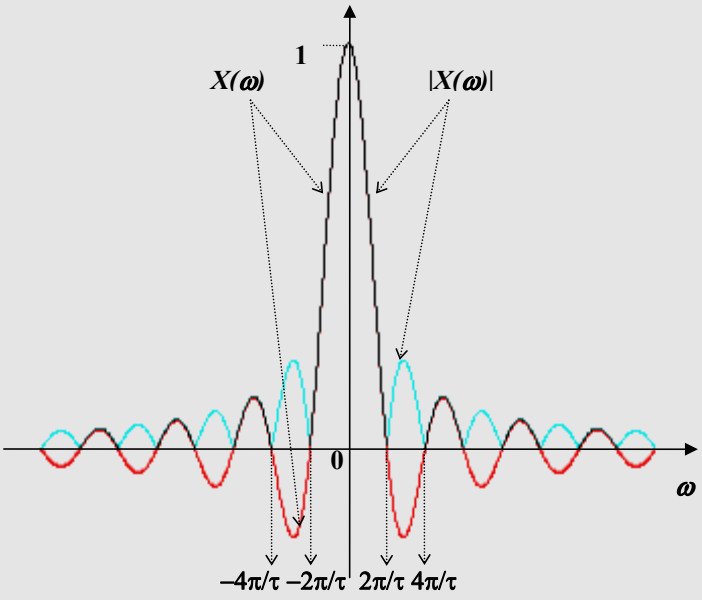


Fig. 1.3. *Funcția de densitate spectrală a impulsului dreptunghiular singular.*

Funcția de densitate spectrală prezintă o variație continuă cu frecvența, de tip sinus amortizat hiperbolic (funcția *sinus cardinal*) şi este ilustrată în figura 1.3., împreună cu densitatea spectrală de amplitudini. Se observă că partea semnificativă a funcției *X(ω)* este concentrată în primul lob, care are limita de frecvență:

$$\omega_0 = \frac{2\pi}{\tau}[rad/s] \Rightarrow f_0 = \frac{1}{\tau}[Hz]$$

Din acest exemplu se poate trage concluzia că *banda de frecvență* semnificativă a unui semnal de tip impuls dreptunghiular (utilizat frecvent în transmisia datelor) se consideră de la zero până la frecvența de anulare a primului lob şi este invers proporțională cu durata sa: $B = \frac{1}{\tau}$. Totuşi, prezența fronturilor foarte abrupte în domeniul timp la acest impuls, conduce la un spectru de frecvență lent convergent, teoretic infinit, motiv pentru care forma de tip impuls dreptunghiular nu este foarte avantajoasă pentru transmisia datelor, neputându-se transmite fără distorsiuni [3].

Pe măsură ce lărgimea de bandă a canalului de transmisie scade, apropiindu-se de *B*, forma impulsului la recepție se distorsionează prin rotunjirea din ce în ce mai puternică a colțurilor, impulsul conținând acum un timp de creştere, un palier şi un timp de descreştere. În momentul când lărgimea de bandă a canalului devine egală cu *B*, impulsul rotunjit conține doar timpi de creştere şi de descreştere, fără palier. Dacă lărgimea de bandă a canalului scade în continuare sub limita *B*, impulsul începe să piardă din amplitudine şi se atenuează, având la recepție o lățime mai mică decît timpul său de creştere.

Observație:

Dacă se calculează transformata Fourier a unui semnal cu forma de undă de tip sinus cardinal în domeniul timp, va rezulta un spectru abrupt de tip fereastră dreptunghiulară în domeniul frecvență. Explicația intuitivă rezidă în similitudinea matematică a relațiilor de calcul pentru transformatele Fourier directă şi inversă, care diferă doar printr-un semn şi o constantă. Această comportare interesantă este valabilă pentru toate semnalele şi poate fi generalizată sub forma următoarei constatări importante: *relația dintre forma de undă a unui semnal şi spectrul său prezintă o dualitate care permite interschimbarea formelor spectrului şi semnalului*.

Tocmai aceasta este dualitatea ce se manifesta asupra caracteristicilor de continuitate şi periodicitate ale semnalelor sub forma tabelului din figura 1.1.

Din punct de vedere practic, dualitatea *spectru – formă de undă* sugerează ideea utilizării unor semnale cu forma de undă cât mai apropiată de un sinus cardinal, care să fie aplicate la intrarea canalului de transmisie în locul impulsurilor dreptunghiulare. Cu cât forma de undă a semnalului este mai apropiată de un sinus amortizat hiperbolic, cu atât spectrul său va fi mai apropiat de fereastra dreptunghiulară. Limitarea practică a sinusului cardinal la un interval finit va produce rotunjirea colțurilor şi micşorarea pantelor ferestrei spectrale, care nu mai este dreptunghiulară, dar rămâne finită ca bandă de frecvențe.

Deoarece spectrul acestor forme de undă are întotdeauna o lățime de bandă finită, ele nu vor mai fi afectate la transmisia pe un canal cu banda limitată, păstrându-şi aceeaşi alură la recepție. O metodă practică pentru a genera impulsuri cu o formă oarecare este folosirea *filtrelor transversale digitale*, care produc direct forma de undă prin sumarea analogică ponderată a ieşirilor unui registru de deplasare.

1.1.3. Analiza semnalelor periodice. Diagrame spectrale

Un semnal analogic (continuu) care prezintă proprietăți de periodicitate va avea tot un spectru neperiodic dar discret, de linii, care apar în domeniul frecvență numai în punctele multipli ai frecvenței fundamentale ω_0 dată de perioada semnalului din domeniul timp T_0 ($\omega_0 = 2\pi / T_0$), motiv pentru care se mai numesc şi *armonice*. Aceste linii spectrale apar de fapt în locul punctelor de maxim ai lobilor funcției de densitate spectrală $X(\omega)$ de la semnalele neperiodice. Analiza Fourier a semnalelor periodice se mai numeşte şi *analiză armonică*, iar ansamblul de linii rezultat în domeniul frecvență se numeste *diagramă spectrală* a semnalului inițial.

Pentru analiza spectrală a unor astfel de semnale, este mai avantajoasă descompunerea lor în sumă de armonice sinusoidale direct în domeniul timp, utilizând seriile Fourier ortogonale, deoarece se pot evidenția astfel în mod direct anumite proprietăți temporale, iar o eventuală traducere a rezultatului în domeniul

frecvență este imediată, imaginile Fourier ale armonicilor sinusoidale fiind impulsuri spectrale Dirac. Descompunerea în serii Fourier calculează de fapt simultan atât transformata Fourier directă cât şi cea inversă, semnalul fiind tradus înapoi în domeniul timp, dar descompus astfel în componentele sinusoidale elementare din care este alcătuit.

Există mai multe serii Fourier uzuale care sunt echivalente între ele din punct de vedere matematic, dar care evidențiază mai clar anumite aspecte cu privire la semnalul original [1], [2].

Descompunerea în *Serie Fourier Trigonometrică (SFT)* pune în evidență componentele pare şi cele impare ale semnalului. Semnalul *x(t)* poate fi descompus în serie SFT folosind un sistem total de funcții ortonormate $M_x = \{1, \cos k\omega_0 t, \sin k\omega_0 t\}, k \in N$, după formulele:

SFT:

$$x(t) = A_0 + \sum_{k=1}^{\infty} \left[A_k \cdot \cos\left(k\omega_0 t\right) + B_k \cdot \sin\left(k\omega_0 t\right) \right] \quad (1.3.)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} A_0 = \dfrac{1}{T_0} \cdot \displaystyle\int_{-T_0/2}^{T_0/2} x(t) \cdot dt; \\ A_k = \dfrac{2}{T_0} \cdot \displaystyle\int_{-T_0/2}^{T_0/2} x(t) \cdot \cos\left(k\omega_0 t\right) \cdot dt; \\ B_k = \dfrac{2}{T_0} \cdot \displaystyle\int_{-T_0/2}^{T_0/2} x(t) \cdot \sin\left(k\omega_0 t\right) \cdot dt; \end{array} \right\} \quad (1.4.)$$

unde: $\omega_0 = 2\pi / T_0$ = frecvența unghiulară a componentei fundamentale;

$\omega_k = k\omega_0$ = frecvențele unghiulare ale componentelor pare şi impare pe armonica de ordin *k*;

A_0 = valoarea medie a semnalului (componenta continuă);

A_k, B_k = amplitudinile componentelor pare şi impare pe armonica de ordin *k*.

Descompunerea în *Serie Fourier Armonică (SFA)* pune în evidență amplitudinea şi faza unei componente armonice de ordinul *k*. Pentru obținerea formulelor de calcul a seriei SFA, se consideră termenul de ordinul *k* din SFT şi se introduc notațiile: $A_k = C_k \cdot \cos\varphi_k ; B_k = -C_k \cdot \sin\varphi_k$, astfel încât SFT poate fi astfel exprimată sub forma SFA:

SFA: $$x(t)=\sum_{k=0}^{\infty}C_k\cdot\cos\left(k\omega_0 t+\varphi_k\right) \qquad (1.5.)$$

Termenul $C_0=A_0$ reprezintă componenta continuă, cel ordin $k=1$ reprezintă componenta fundamentală, iar armonica k este dată de termenul de ordin k. Legăturile dintre coeficienții SFA şi cei ai SFT rezultă din notațiile considerate, conform relațiilor:

$$C_k=\sqrt{A_k^2+B_k^2};\varphi_k=-arctg\left(\frac{B_k}{A_k}\right) \qquad (1.6.)$$

unde: C_k = amplitudinea, iar φ_k = faza armonicei de ordinul k.

Pentru caracterizarea completă a semnalului în domeniul frecvență sunt disponibile două diagrame spectrale:

- *spectrul de amplitudini:* $C_k\left(k\omega_0\right)$;
- *spectrul de faze:* $\varphi_k\left(k\omega_0\right)$.

Descompunerea în *Serie Fourier Exponențială (SFE)* pune în evidență comportarea fazorială a componentei armonice de ordin k în planul complex, ca vector rotitor de lungime C_k, cu viteza unghiulară $k\omega_0$ şi cu faza inițială ϕ_k, considerând atât componenta de pe axa reală cât şi componenta de pe axa imaginară: $C_k\cdot e^{j(k\omega_0 t+\varphi_k)}=V_k\cdot e^{jk\omega_0 t}$, unde s-a notat: V_k = vectorul complex fixat, care reprezintă amplitudinea complexă a componentei armonice de ordinul k, incluzând atât amplitudinea reală cât şi faza inițială:

$$V_k=C_k\cdot e^{j\varphi_k}\Rightarrow C_k=\left|V_k\right|;\varphi_k=arg\left(V_k\right)$$

Considerând pentru k şi valori negative ($k \rightarrow -k$), se va obține vectorul complex conjugat: $V_{-k}=V_k^*=C_k\cdot e^{-j\varphi_k}$.

Pentru a obține formula dezvoltării în serie SFE se consideră termenul de ordinul k din SFA şi se scrie cosinusul ca semisumă de două exponențiale complexe:

$$x_k(t)=C_k\cdot\cos(k\omega_0 t+\varphi_k)=\frac{1}{2}\cdot\left[C_k\cdot e^{j(k\omega_0 t+\varphi_k)}+C_k\cdot e^{-j(k\omega_0 t+\varphi_k)}\right]\Rightarrow$$

$$\Rightarrow x_k(t)=\frac{1}{2}\cdot\left[V_k\cdot e^{jk\omega_0 t}+V_{-k}\cdot e^{-jk\omega_0 t}\right]$$

Se observă că prezența vectorilor complex conjugați completează suma şi pentru valorile negative ale lui *k*, rezultând astfel următoarea expresie de dezvoltare în serie Fourier exponențială:

SFE:
$$x(t) = \frac{1}{2} \cdot \sum_{k=-\infty}^{\infty} V_k \cdot e^{jk\omega_0 t} \qquad (1.7.)$$

Folosind apoi: $C_k = |V_k| = \sqrt{A_k^2 + B_k^2}$, se obține $V_k = A_k - j \cdot B_k$, de unde, cu ajutorul (1.4.), rezultă formula de calcul a termenului complex V_k:

$$V_k = \frac{2}{T_0} \cdot \int_{-T_0/2}^{T_0/2} x(t) \cdot e^{-jk\omega_0 t} \cdot dt \qquad (1.8.)$$

Deoarece în dezvoltarea SFE este prezent un termen "½" şi acesta se compensează cu termenul "2" din V_k, se poate face observația că aceştia pot fi omişi din ambele formule, obținându-se astfel varianta practică de calcul a seriei SFE.

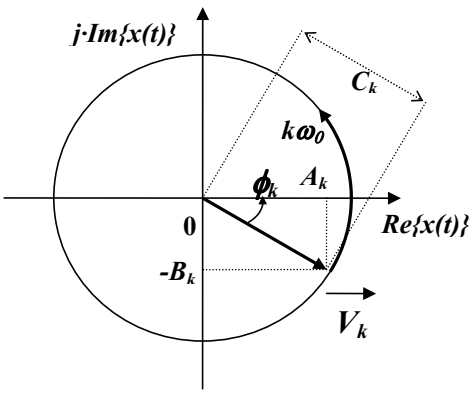


Fig. 1.4. *Reprezentare fazorială a componentei armonice k.*

Pentru o mai bună înțelegere a semnificațiilor coeficienților celor trei tipuri de descompuneri în serii Fourier, în figura 1.4. se poate observa o vizualizare intuitivă pe planul complex a unei singure componente armonice (cea de ordin *k*), considerată la momentul inițial *t=0*. În această reprezentare fazorială, vectorul complex V_k de modul C_k porneşte de la unghiul inițial ϕ_k şi se roteşte în sens trigonometric cu viteza unghiulară $k\omega_0$. Componenta spectrală de ordin *k* poate fi privită la rândul ei ca o

sumă din două semnale sinusoidale, unul de amplitudine A_k şi defazaj nul, pus în evidență prin funcția pară *cosinus* şi unul de amplitudine $-B_k$ şi defazaj în cuadratură ($-\pi/2$), determinat prin funcția impară *sinus*.

Observație:

Este important de reținut că semnalul sinusoidal periodic cu perioada T_0 are o singură componentă spectrală (care apare sub forma unei linii) pe frecvența fundamentalei $\omega_0 = 2\pi/T_0$, acesta fiind considerat un *semnal armonic elementar* în transmisia datelor. Practic, orice altă formă de undă periodică are un spectru cu mai multe linii şi poate fi descompusă într-o suprapunere de armonice sinusoidale corespunzătoare acestor linii spectrale.

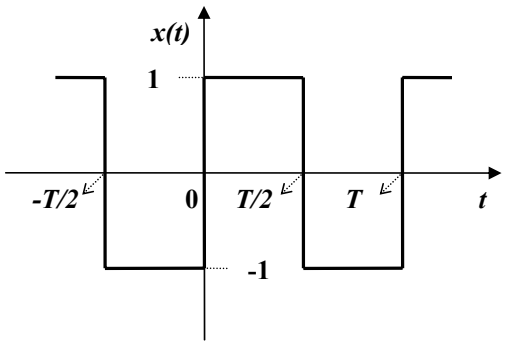


Fig. 1.5. *Semnal dreptunghiular bipolar periodic.*

Dacă se consideră, de exemplu, semnalul dreptunghiular bipolar periodic cu forma de undă simetrică din figura 1.5., se pot reprezenta grafic diagramele sale spectrale prin descompunere SFA sau SFE. Coeficienții seriei SFA se determină indirect, din coeficienții seriei SFT, care se calculează aplicând relațiile (1.4.) în care s-au schimbat limitele de integrare:

$$A_k = \frac{2}{T_0} \cdot \int_0^{T_0} x(t) \cdot \cos k\omega_0 t \cdot dt = 0$$

$$B_k = \frac{2}{T_0} \cdot \int_0^{T_0} x(t) \cdot \sin k\omega_0 t \cdot dt = \begin{cases} 0, & \text{pentru } k \text{ par;} \\ \dfrac{4}{k\pi}, & \text{pentru } k \text{ impar;} \end{cases}$$

Din relațiile (1.6.) rezultă apoi coeficienții seriei SFA:

$$C_k = \sqrt{A_k^2 + B_k^2} = B_k, \quad \varphi_k = -arctg\left(\frac{B_k}{A_k}\right) = -\frac{\pi}{2},$$

iar reprezentarea SFA a semnalului este:

$$x(t) = \sum_{k=0}^{\infty} C_k \cdot \cos(k\omega_0 t + \varphi_k) = \frac{4}{\pi} \cdot \sum_{k=0}^{\infty} \frac{\cos\left[(2k+1)\omega_0 t - \frac{\pi}{2}\right]}{2k+1}$$

Diagramele de amplitudine şi de fază asociate seriei SFA obținute sunt cele din figura 1.6.

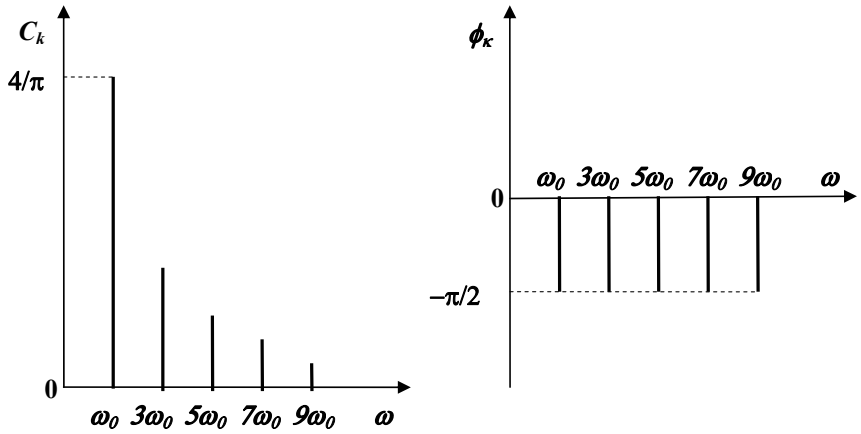


Fig. 1.6. *Diagramele spectrale SFA ale semnalului dreptunghiular bipolar periodic.*

Pentru calculul formei SFE, din relația (1.8.) fără termenul “2”, rezultă:

$$V_k = \frac{1}{T_0} \cdot \int_0^{T_0} x(t) \cdot e^{-jk\omega_0 t} \cdot dt =$$

$$= \frac{1}{T_0} \cdot \int_0^{T_0/2} x(t) \cdot e^{-jk\omega_0 t} \cdot dt - \frac{1}{T_0} \cdot \int_{T_0/2}^{T_0} x(t) \cdot e^{-jk\omega_0 t} \cdot dt =$$

$$= -\frac{1}{T_0} \cdot \frac{1}{jk\omega_0} \cdot e^{-jk\omega_0 t}\Big|_0^{T_0/2} + \frac{1}{T_0} \cdot \frac{1}{jk\omega_0} \cdot e^{-jk\omega_0 t}\Big|_{T_0/2}^{T_0} \Rightarrow$$

$$\Rightarrow V_k = \begin{cases} 0, & \text{pentru } k \text{ par;} \\ \dfrac{2}{k\pi} \cdot e^{-j\frac{\pi}{2}}, & \text{pentru } k \text{ impar;} \end{cases}$$

Reprezentarea SFE a semnalului va fi:

$$x(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} V_k \cdot e^{-jk\omega_0 t} = \frac{2}{\pi} \cdot e^{-j\frac{\pi}{2}} \cdot \sum_{k=-\infty}^{\infty} \frac{e^{j(2k+1)\omega_0 t}}{2k+1},$$

iar diagramele spectrale asociate SFE sunt ilustrate în figura 1.7.

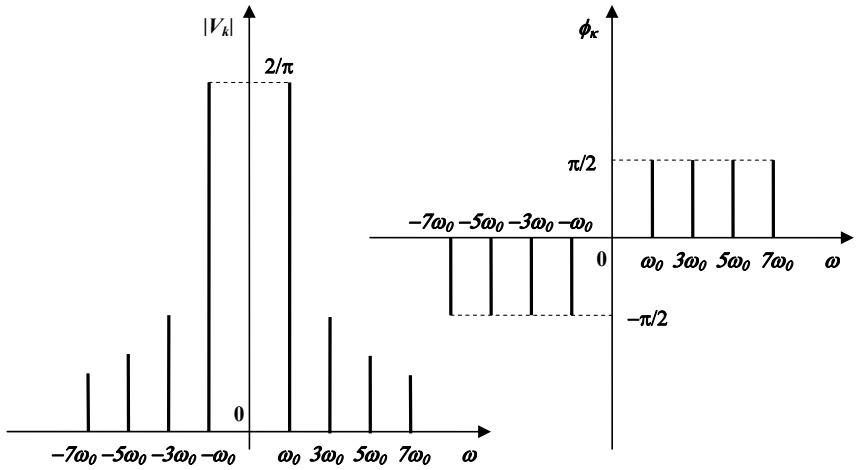


Fig. 1.7. *Diagramele spectrale SFE ale semnalului dreptunghiular bipolar periodic.*

Din exemplul prezentat, se poate trage concluzia importantă că un semnal dreptunghiular periodic cu formă de undă simetrică este o *sumă infinită de armonice impare,* a căror amplitudine scade hiperbolic pe măsură ce creşte ordinul acestora (înfăşurătoarea amplitudinilor tuturor armonicelor este o hiperbolă). *Un semnal dreptunghiular simetric nu prezintă armonice pare!*

Spectrul semnalului dreptunghiular este foarte larg, teoretic infinit, neputându-se realiza transmiterea lui pe un canal fără distorsionarea formei de undă prin rotunjire. Din punct de vedere practic, se consideră o distorsionare acceptabilă la recepție dacă se transmit prin canal primele 3 componente spectrale semnificative, adică fundamentala împreună cu primele 2 armonice. Din acest motiv *banda de*

frecvență a unui astfel de semnal este considerată de la zero până la armonica a 5-a, fiind de 5 ori mai largă decât cea a semnalului sinusoidal care ar avea aceeaşi perioadă fundamentală: $B = \frac{5}{T_0}$.

1.2. Experimente de laborator

Pentru studiul experimental al semnalelor şi spectrelor asociate acestora este necesar un echipament electronic constituit în principal dintr-un generator de semnal cu diferite forme de undă, un osciloscop pentru urmărirea semnalului în domeniul timp şi un analizor spectral pentru vizualizarea componentelor din domeniul frecvență. Se utilizează ca sursă de semnal generatorul de funcții din cadrul unei plăci educaționale, alcătuită din diverse blocuri funcționale frecvent folosite în transmisia datelor, prevăzute cu borne şi conectabile între ele de către experimentator prin intermediul unor cabluri adecvate (fig. 1.8.) [17], [18], [19].

Un astfel de sistem electronic experimental pentru învățare este produs de firma "*Feedback Instruments*" sub denumirea "*Modulation and Coding Workboard*" şi este prevăzut cu o interfață de achiziție în timp real a semnalelor pe portul USB al unui calculator personal, cu 8 canale analogice care permit eşantionarea semnalelor de pe placă la o frecvență între 10 şi 100 MHz. Interfața de achiziție permite utilizarea unui software de instrumentație pe calculatorul personal, pentru măsurarea şi vizualizarea diverselor caracteristici ale semnalelor, cu ajutorul unor instrumente virtuale. Acest software, denumit "*Discovery*", conține şi lecții interactive ajutătoare cu descrieri principiale şi scheme bloc de interconectare a modulelor disponibile, lecții care pot fi consultate în acelaşi timp cu realizarea experimentelor.

Vizualizarea formelor de undă şi a spectrului semnalelor periodice cu formă de undă sinusoidală, rectangulară şi triunghiulară se realizează folosind blocurile de circuit "*Generator de funcții*" şi "*Atenuator ajustabil*" de pe placa experimentală, împreună cu instrumentele virtuale denumite "*Osciloscop*" şi "*Analizor spectral*" care sunt disponibile prin rularea software-ului de achiziții corespunzător, toate acestea fiind conectate între ele ca în figura 1.9.

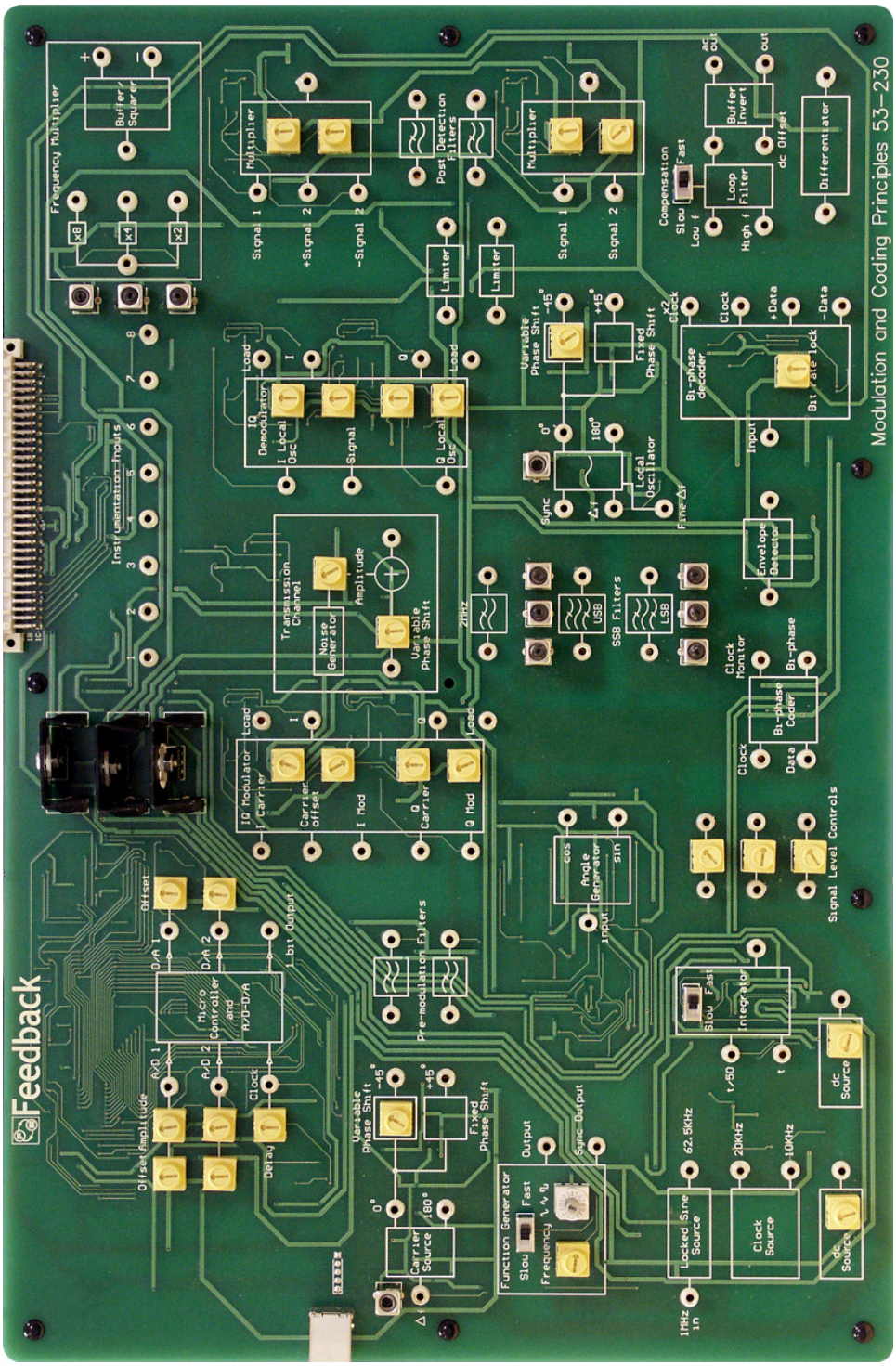


Fig. 1.8. *Placa experimentală cu blocuri de circuit interconectabile.*

Semnalele pot fi urmărite însă şi prin intermediul unor instrumente reale (cum ar fi, de exemplu, un osciloscop digital cu opțiune de analiză spectrală) ce se pot conecta în diverse puncte de pe placă.

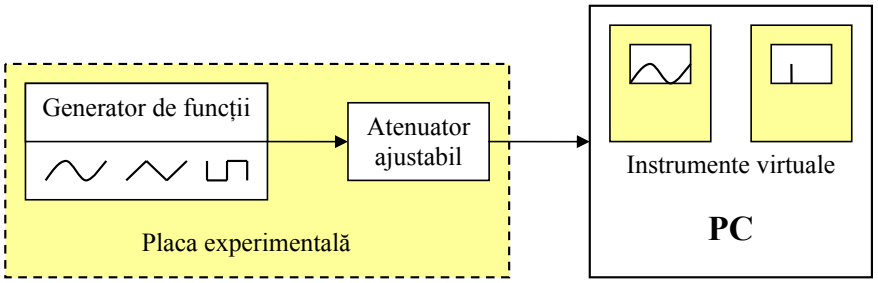


Fig. 1.9. *Studiul experimental al spectrului semnalelor periodice.*

<u>La realizarea experimentului se procedează în felul următor:</u>

– Mai întâi de deschide aplicația Windows "*Modulation and Coding Principles*" care gestionează experimentele organizate pe lecții.

– Se alege apoi din fereastră lecția "*Signals in Time and Frecvency Domain*" prin care se va deschide aplicația de laborator propriu-zisă (fig. 1.10.), ce realizează şi legătura cu placa experimentală. Dacă comunicația USB cu placa s-a efectuat în mod corespunzător, indicatoarele de alarmă aflate în partea din dreapta-jos a ferestrei *(Fw, Hw, Aq)* nu mai apar, iar instrumentele virtuale din cadrul secțiunii "*Test Equipement*" nu mai sunt dezactivate ca în figură şi pot fi deschise pentru vizualizare. În secțiunea "*Practicals*", sunt disponibile o serie de experimente pentru fiecare lecție în parte, împreună cu o prezentare interactivă pas-cu-pas a conexiunilor care trebuie realizate pe placă ("*Make Connections*").

– Se alege experimentul "*Practical 1*", se realizează conexiunile şi se deschide apoi fereastra experimentului ("*Perform Practical*"), în care se regăseşte schema bloc, instrumentele virtuale ce pot fi utilizate în aplicație şi o scurtă descriere a etapelor de realizare a experimentului.

– Se urmăreşte mai întâi forma de undă şi spectrul semnalului sinusoidal, cu o singură componentă în domeniul frecvență.

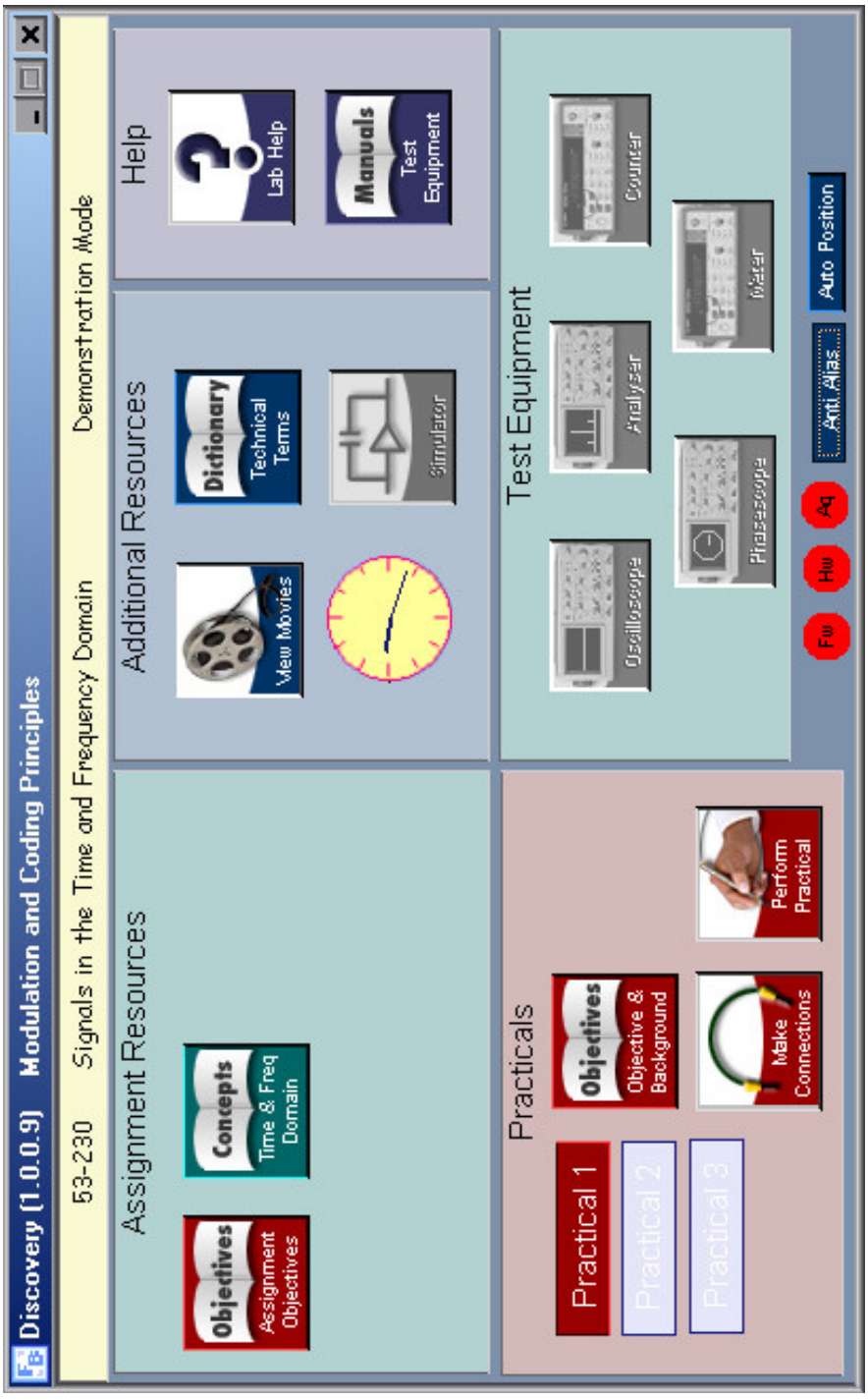


Fig. 1.10. *Interfața grafică a unei lecții interactive.*

– Se comută generatorul pe semnalul dreptunghiular, care va avea componente spectrale vizibile până la o frecvență de 10 ori mai mare decât fundamentala (armonica a 9-a). Spectrul are doar armonici impare, cu amplitudini din ce în ce mai mici, după o înfăşurătoare hiperbolică.

– Se urmăreşte apoi forma de undă triunghiulară, care va avea mai puține componente spectrale, cu amplitudini ce se înscriu pe o înfăşurătoare hiperbolică mai rapid convergentă către zero decât la semnalul dreptunghiular, deoarece această formă de undă are fronturi mai puțin abrupte, apropiindu-se mai mult de forma semnalului sinusoidal. Dacă semnalul triunghiular este perfect simetric, acesta nu va conține armonice pare, exact ca şi semnalul dreptunghiular. Armonicele pare apar numai la o formă de undă triunghiulară asimetrică, de tip "*dinte de ferăstrău*".

– Pentru toate formele de undă vizualizate, se ajustează coeficientul de atenuare al atenuatorului şi frecvența generatorului, observându-se că toate componentele spectrale îşi vor modifica amplitudinea cu aceeaşi cantitate, iar domeniul spectral ocupat de acestea se va dilata sau compacta la modificarea frecvenței.

1.3. Întrebări de verificare a cunoştintelor

(1.) Ce fel de spectru are un semnal digital neperiodic?

(2.) Ce proprietăți prezintă forma de undă a unui semnal cu spectru discret şi neperiodic?

(3.) Care este forma de undă periodică, cu o singură componentă spectrală, considerată elementară în transmisia datelor?

(4.) Cum arată spectrul unui impuls dreptunghiular singular (care nu se mai repetă)?

(5.) Cum arată spectrul unui semnal dreptunghiular periodic?

(6.) Care sunt frecvențele unghiulare ale armonicelor unui semnal cu perioada T_0 şi formă de undă rectangulară simetrică?

(7.) Cum se poate descompune din punct de vedere fizic, în domeniul timp, un semnal periodic cu o formă de undă oarecare?

(8.) Descompunerea unei forme de undă în serie Fourier conduce la o reprezentare în domeniul timp sau în domeniul frecvență? Dar transformata Fourier a semnalului?

(9.) Ce caracteristici particulare ale semnalului pun în evidență descompunerile în serii Fourier de tip trigonometric, armonic, respectiv exponențial?

(10.) Ce efect asupra formei de undă poate avea limitarea superioară a benzii de frecvență la transmisia unui semnal dreptunghiular periodic?

(11.) Cum se poate realiza multiplicarea frecvenței unui semnal rectangular simetric cu ajutorul unui filtru trece bandă? Se poate astfel dubla frecvența semnalului?

2. Transmisia datelor în banda de bază

2.1. Considerații teoretice

2.1.1. Transmisia asincronă şi sincronă

Transmisia unui semnal se poate realiza direct în *banda sa de bază*, dacă se introduce pe canalul de comunicație semnalul nemodificat, cu spectrul său original, aşa cum este obținut de la traductorul care preia informația din mediul real şi o transformă în semnal (senzori pentru diferite mărimi fizice, microfoane pentru semnal audio, camere de luat vederi pentru semnale video). Transmisia în banda de bază nu utilizează modularea pe purtătoare a semnalului util, care ar rezulta în modificarea spectrului de frecvențe inițial, prin translare.

Acest mod de transimisie a informației are avantajul simplității, deoarece semnalele nu sunt prelucrate suplimentar, dar are şi o serie de dezavantaje. *Banda relativă de frecvență este largă* (banda relativă = banda semnalului raportată la frecvența medie) şi poate fi uşor influențată de perturbații cu diverse frecvențe. Semnalele nu pot fi transmise în banda de bază la distanțe mari datorită *imunității scăzute la perturbații* ce apar cu precădere în zona inferioară a spectrului.

Sistemele de transmisie a datelor care nu folosesc procedee de modulare/demodulare, utilizând direct forma de undă numerică (semnalul dreptunghiular) asociat secvenței de date, se numesc sisteme de *transmisie a datelor în banda de bază*, deoarece banda de frecvențe a semnalului nu este translată în jurul unei frecvențe superioare şi conține inclusiv componenta continuă (frecvența zero).

Transmisia digitală în banda de bază înseamnă, în general, transmiterea directă pe canal a semnalului dreptunghiular cu două nivele de tensiune sau curent corespunzătoare valorilor logice de “0” şi “1”. Deoarece transmisia datelor are loc în mod serial, echipamentul receptor va primi doar două nivele de tensiune care se succed în timp, din care acesta trebuie să discrimineze începutul şi sfârşitul fiecărei celule de bit (*sincronizarea pe bit*), dar şi împachetarea globală a şirului de date în

caractere şi blocuri de date (*sincronizarea pe caracter şi pe cadru*). Sincronizarea receptorului cu emițătorul poate fi realizată în două moduri, în funcție de relația dintre ceasul transmițătorului şi cel al receptorului [4], [5].

În cazul transmisiei asincrone, cele două ceasuri sunt semnale independente. Fiecare caracter este tratat independent şi receptorul va trebui resincronizat la începutul acestuia. Receptorul reporneşte practic ceasul de sondare a biților la începutul fiecărui caracter, odată cu detecția unui front negativ de "START" pe linia de comunicație, ca în figura 2.1. Acest mod de transmisie se utilizează mai mult în situațiile când datele transferate sunt generate la intervale aleatoare de timp.

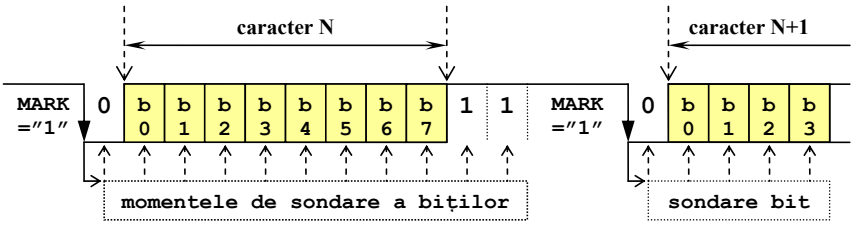


Fig. 2.1. *Formatul caracterelor în cazul transmisiei asincrone.*

În cazul transmisiei sincrone, ceasul receptorului este în strânsă relație de fază cu cel al transmițătorului. Pe linie se transmite un cadru în mod continuu, fără pauze între caractere, fiind necesară doar păstrarea dependenței ceasurilor la începutul fecărui caracter (fig. 2.2.). Practic se transmite efectiv ceasul pe altă linie distinctă de linia datelor sau se utilizează un procedeu de înglobare a informației de ceas în semnalul de date (folosind un anumit *cod de linie*) şi extragerea acesteia la receptor. Modul de transmisie sincronă se utilizează pentru blocuri mari de date care sunt disponibile într-un flux susținut continuu.

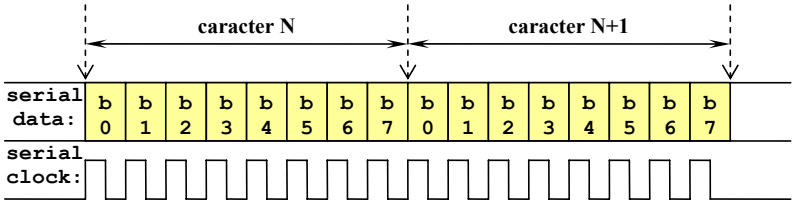


Fig. 2.2. *Succesiunea caracterelor în cazul transmisiei sincrone.*

2.1.2. Sincronizarea la transmisia asincronă

Transmisia asincronă se foloseşte în general în situațiile când data transferată este generată la intervale aleatoare, linia fiind inactivă perioade lungi şi nedeterminate de timp. Fiecare caracter este încadrat între un bit de ”START” şi 1, ½, sau 2 biți de “STOP”. Biții de “START” şi cei de “STOP” au polaritate diferită, pentru a asigura cel puțin o tranziție *0→1→0* între două caractere succesive care sosesc fără întârziere între ele. Prima tranziție *1→0* după perioada de inactivitate a liniei este utilizată de receptor pentru a determina momentele de timp în care se preiau eşantioanele de bit. Practic, se porneşte recepția unui caracter pe frontul negativ al bitului de “START”.

Sincronizarea pe bit se realizează prin determinarea cât mai precisă a tranziției de “START”. Ceasul receptorului trebuie să aibă perioada de cel puțin 16 ori mai mică decât durata de transmisie a unui bit, pentru a minimiza eroarea de detecție a începutului de caracter, eroare ce apare datorită asincronismului între tranzițiile de pe linia de recepție şi tranzițiile tactului receptorului. Pentru exemplificarea acestei erori, în figura 2.3. s-a considerat o perioadă a ceasului de numai 4 ori mai mică decât durata de transmisie a unui bit.

Sincronizarea pe caracter, adică determinarea începutului şi sfârşitului caracterului, se realizează prin simpla numărare a biților veniți pe linie, cu verificarea corectitudinii biților finali de “STOP” care trebuie sa aibă valoarea logică “1”. Acest lucru este posibil deoarece numărul de biți pe caracter este stabilit la configurarea transmițătorului şi receptorului, reprezentând o caracteristică a transmisiei.

Sincronizarea pe cadru (bloc de caractere) se realizează în mod distinct, în funcție de informația transmisă, adică şir de coduri ASCII (text) sau date binare. Dacă mesajul transmis este format din caractere ASCII, pentru delimitarea începutului şi sfârşitului fiecărui cadru se folosesc 2 caractere speciale, cu codurile aflate în afara setului tipăribil de caractere ASCII:

- ***STX*** = 02H = ”Start of TeXt”;
- ***ETX*** = 03H = ”End of TeXt”.

Dacă informația transmisă este binară pură, se mai defineşte încă un caracter special ASCII de control *(DLE)*, cadrul fiind delimitat de secvența *DLE*, *STX* → *DLE*, *ETX*:

- ***DLE*** = 10H = ”Data Link Escape”.

În situația când un octet de date din cadrul binar transmis are chiar valoarea numerică a codului *DLE*, acesta va fi dublat la emițător, urmând ca la recepție să se elimine câte unul din doi octeți consecutivi cu valoarea *DLE*.

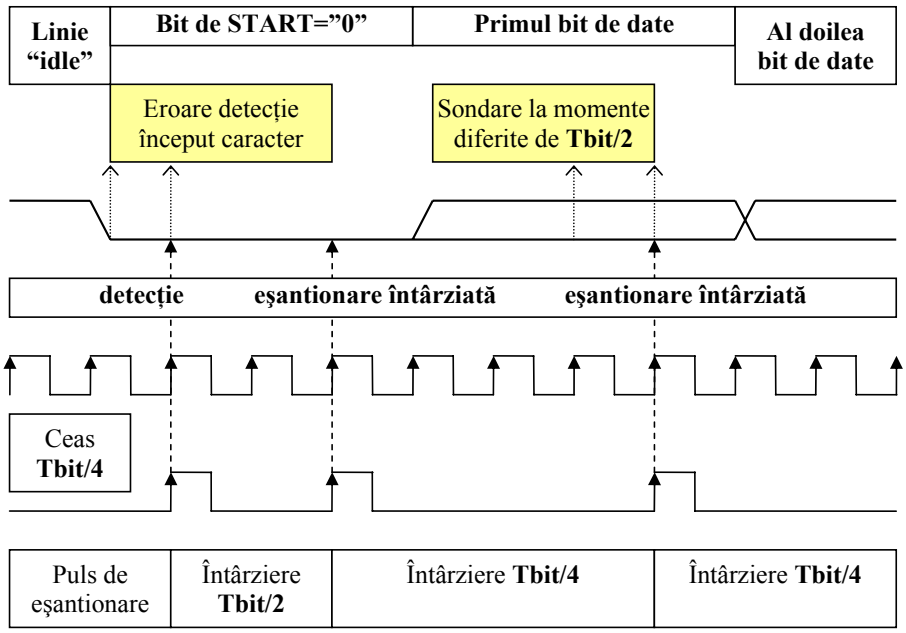


Fig. 2.3. *Apariția şi propagarea erorii de detecție a începutului de caracter.*

2.1.3. Coduri de linie la transmisia sincronă

La transmisia în banda de bază, modul de asociere dintre semnalul dreptunghiular digital transmis pe linie şi fluxul binar de date conduce la diverse metode de codificare în tensiune sau curent, numite *coduri de linie* sau *coduri de transmisie* [4], [5]:

a.) Coduri de linie fără întoarcere la zero (NRZ).

Se asociază valorilor logice “0” şi “1” două niveluri distincte de tensiune sau de curent care vor fi transmise efectiv pe linie. Dacă unul din niveluri este zero, atunci semnalul se numeşte *unipolar* sau *simplu curent*. Dacă cele două niveluri asociate valorilor logice sunt simetrice față de zero (unul pozitiv, iar celălalt negativ), semnalul se numeşte *bipolar* sau *dublu curent*. Prin astfel de asocieri directe se obțin coduri de linie fără întoarcere la zero (*NRZ = “Non Return to Zero”*), care nu sunt altceva decât semnale obişnuite din circuitele electronice digitale.

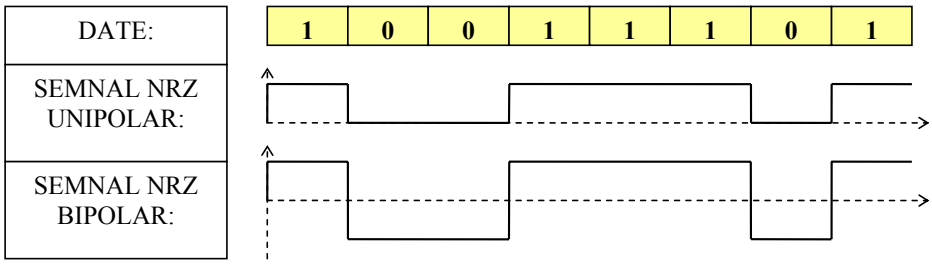


Fig. 2.4. *Semnalele codurilor de linie NRZ.*

Denumirea rezidă în faptul că un astfel de semnal nu revine singur la nivelul zero după sfârşitul fiecărei durate de bit. Biții consecutivi care au aceeaşi valoare logică vor menține constant nivelul de tensiune sau curent pe linia de transmisie (fig. 2.4.). Din acest motiv, semnalul obținut prin codificarea *NRZ* va prezenta întotdeauna o componentă continuă dependentă de secvența datelor binare, care trebuie reconstituită la recepție (dezavantaj).

Semnalul fără întoarcere la zero este cel mai simplu cod de linie şi nu include nici un fel de informație suplimentară cu privire la momentele de sondare a biților (ceasul transmisiei seriale). Este important de reținut că semnalul *NRZ-bipolar* poate fi obținut din cel *NRZ-unipolar* şi invers, prin adăugarea unei valori continue de tensiune sau de curent care deplasează forma de undă în sus sau în jos pe axa verticală.

b.) Coduri de linie cu întoarcere la zero (RZ).

În acest caz se include o informație suplimentară despre ceasul transmisiei, prin întoarcerea la zero a tensiunii după o semiperioadă de ceas (la jumătatea duratei unui bit). Codul de linie *RZ-unipolar* include pulsuri pozitive de ceas pentru biți de “1”, iar în cazul biților de “0” aceste pulsuri lipsesc complet. La codul de linie *RZ-bipolar*, pentru codificarea biților de “0” se inlclud în semnal pulsuri negative de ceas (fig. 2.5.).

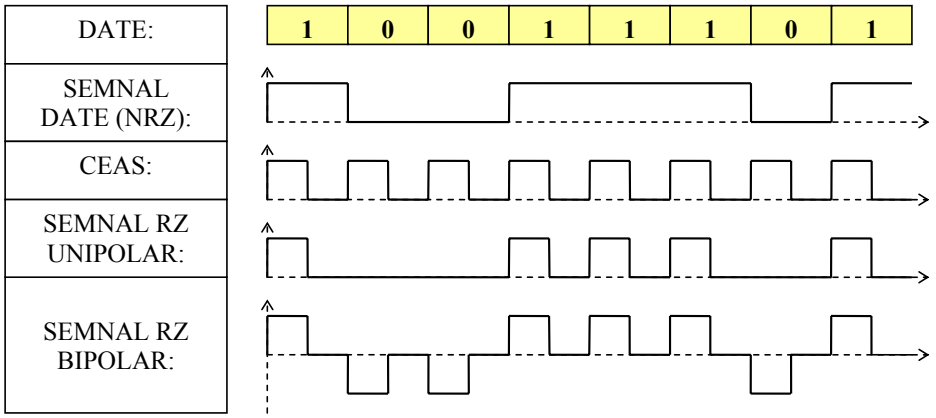


Fig. 2.5. *Înglobarea ceasului în semnalul de date la codurile de linie RZ.*

Se poate observa că formele unipolară şi bipolară ale codului cu întoarcere la zero sunt complet distincte şi nu diferă între ele doar printr-un decalaj pe axa verticală, ca la codul *NRZ*. Deoarece şirurile lungi de biți similari sunt codificate prin pulsuri de ceas cu aceeaşi polaritate, şi acest semnal va conține o componentă continuă dependentă de secvența datelor.

Semnalul *RZ-bipolar* are dezavantajul că necesită 2 praguri de decizie pentru discriminarea a 3 nivele distincte de tensiune, dar recuperarea ceasului de bit la recepție este aproape directă, deoarece atât şirurile lungi de “0” cât şi cele de biți “1” au pulsuri de ceas înglobate.

c.) Codul de linie AMI (Alternate Mark Inversion).

Codul de linie *AMI* este oarecum similar codului *RZ-unipolar*, cu deosebirea că pentru reprezentarea biților de “1” se utilizează acum pulsuri de ceas alternante, atât

pozitive cât şi negative, eliminându-se astfel componenta continuă dependentă de secvența datelor.

Dacă pentru ultimul bit de “1” s-a folosit un puls de o anumită polaritate, pentru următorul se va folosi un puls de ceas cu polaritate opusă. Pentru biții de “0” nu se includ pulsuri de ceas, semnalul rămânând la nivelul zero, ca şi la codul *RZ-unipolar* (fig. 2.6.).

Deoarece şirurile lungi de “0” nu conțin pulsuri de ceas înglobate, circuitele de extragere a ceasului la recepție nu se pot sincroniza în cazul unor şiruri lungi de biți zero. Pentru eliminarea acestui neajuns, se utilizează frecvent în practică o serie de variante *AMI* modificate prin adăugarea unor pulsuri alternante suplimentare care nu respectă regula de codificare, în cazul şirurilor lungi de biți zero.

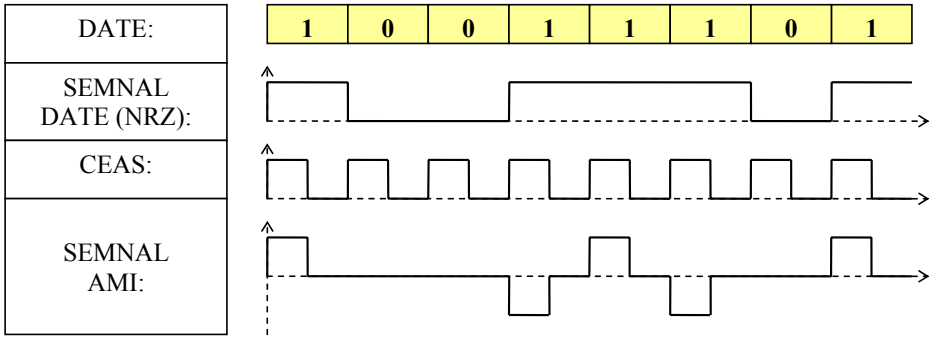


Fig. 2.6. *Pulsurile alternante de ceas pe biți “1” logic la semnalul AMI.*

d.) Codul de linie bifazic standard (Manchester).

Pentru eliminarea componentei continue dependente de secvența datelor simultan cu înglobarea tranzițiilor de ceas la toate valorile logice ale semnalului de date, s-au conceput coduri de linie bifazice, adică cu codificarea biților prin tranziții (alternarea fazei), în loc de pulsuri. Codurile bifazice pot fi atât bipolare cât şi unipolare, diferența dintre ele fiind decalajul față de zero cu o valoare constantă.

În cazul codului de linie bifazic standard, numit şi *Manchester*, la mijlocul duratei de bit se transmite câte o tranziție în semnalul de linie:

- pentru bit “1” de date $\Rightarrow$ tranziție pozitivă (0 $\uparrow$ 1);
- pentru bit “0” de date $\Rightarrow$ tranziție negativă (1 $\downarrow$ 0).

În cazul şirurilor de biți identici, este necesară o tranziție suplimentară, care asigură revenirea semnalului la nivelul corespunzător şi posibilitatea unei noi tranziții de acelaşi tip (fig. 2.7.). Se observă astfel că semnalul include o informație suplimentară despre tactul de sondare a biților de date, adică o tranziție la mijlocul fiecărui bit transmis, care poate fi utilizată pentru refacerea ceasului la recepție.

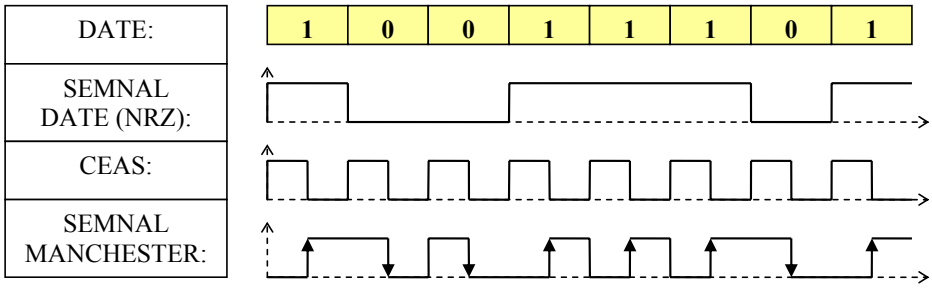


Fig. 2.7. *Codificarea biților de date prin tranziții de ceas la semnalul Manchester.*

Semnalul *Manchester* poate fi considerat modulație digitală de fază a semnalului de ceas (purtătoare rectangulară) cu semnalul de date, deoarece fiecare bit "1" schimbă faza semnalului de ceas, pe când un bit "0" o lasă nemodificată.

e.) Codurile bifazice Mark şi Space.

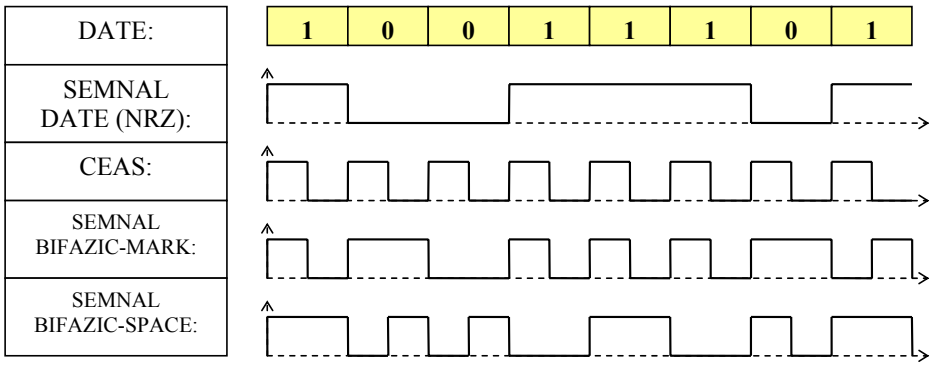


Fig. 2.8. *Includerea ceasului la codurile de linie bifazice Mark şi Space.*

Aceste coduri de linie se obțin tot prin codificarea biților de date cu tranziții de ceas, dar păstrând întotdeauna o tranziție la începutul fiecărei perioade de bit. În cazul codului *bifazic Mark*, are loc o tranziție suplimentară numai la mijlocul bitului de "1", iar în cazul codului *bifazic Space* numai la mijlocul bitului de "0".

Semnalul *bifazic Mark* sau *Space* poate fi considerat modulație digitală de frecvență a semnalului de ceas (purtătoare rectangulară) cu semnalul de date, deoarece pentru o valoare logică se transmite pe linie o frecvență egală cu frecvența ceasului, iar pentru cealaltă se transmite o frecvență de 2 ori mai mică.

Observație:

Semnalele transmise în banda de bază prin intermediul unor coduri de linie care conțin impulsuri de ceas, cu durata *în jumătate* față de durata unui bit, prezintă o frecvență fundamentală de 2 ori mai mare decât semnalul dreptunghiular fără ceas înglobat. De aici rezultă că lățimea de bandă, limitată practic la un anumit număr de armonice, va fi *dublă* față de cea a semnalului *NRZ* asociat direct succesiunii de biți. Această creştere a benzii de frecvențe ocupate se explică intuitiv prin mărirea cantității de informație transportată de semnal, care trebuie să se reflecte cumva în spectrul său.

2.2. Experimente de laborator

Studiul experimental al formei de undă şi spectrului semnalului obținut pentru fiecare din codurile de linie: *NRZ-unipolar*, *NRZ-bipolar*, *RZ-unipolar*, *RZ-bipolar*, *AMI*, *bifazic Manchester*, se poate realiza prin interconectarea blocurilor electronice de pe placa educațională "*Modulation and Coding Principles*" după schema-bloc din figura 2.9. [17], [18], [19].

Generarea codurilor de linie este realizată de către un microcontroler prevăzut cu convertoare digital-analogice şi ieşire de sincronizare prin impuls a începutul secvenței de date binare care va fi repetată periodic. Semnalele de la ieşirile convertoarelor D→A sunt trecute mai întâi prin filtre trece-jos (FTJ) care elimină zgomotul de sinteză digitală datorat frecvenței de eşantionare, cu valoare superioară tuturor componentelor spectrale ale semnalului generat prin conversie. Semnalul

rezultat în urma filtrării este aplicat apoi la intrările echipamentului de achiziție a datelor pentru a putea fi analizat pe un calculator personal, cu ajutorul instrumentelor virtuale (osciloscop şi analizor spectral).

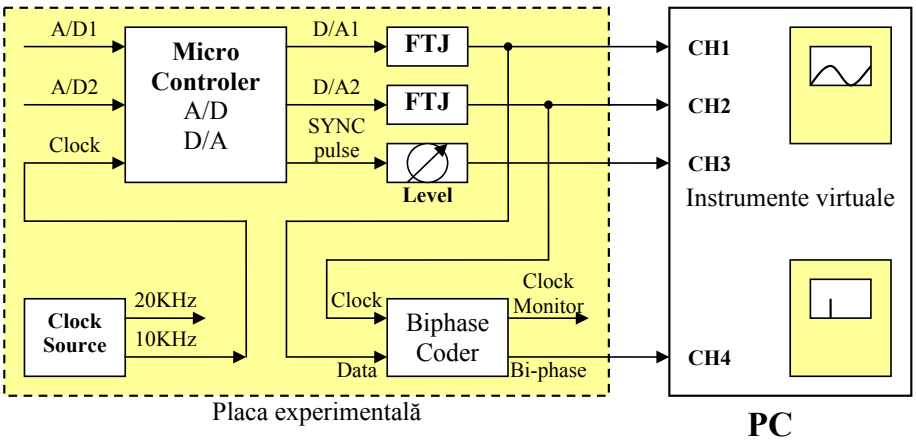


Fig. 2.9. *Studiul experimental al codurilor de linie NRZ, RZ, AMI, Manchester.*

Codul de linie *bifazic Manchester* este generat în mod diferit, folosind un modul electronic dedicat, blocul cu microcontroler fiind utilizat în acest caz doar pentru generarea fluxului de date binar şi a ceasului de codare.

La realizarea experimentului se procedează în felul următor:

– Mai întâi se deschide aplicația Windows "*Modulation and Coding Principles*" care gestionează experimentele organizate pe lecții.

– Se alege din fereastră lecția "*Uncoded Binary Data Formats*" prin care se va deschide aplicația de laborator pentru vizualizarea şi compararea semnalelor obținute din codurile de linie *NRZ* şi *RZ*, atât în forma *unipolară* cât şi în forma *bipolară*.

– Se alege experimentul "*Practical 1*", se realizează conexiunile şi se deschide apoi fereastra experimentului ("*Perform Practical*"), în care se poate observa o schemă bloc simplificată, prevăzută cu sonde colorate de vizualizare a semnalelor, care se pot muta în diferite puncte de achiziție numerotate corespunzător canalelor fizice.

– Se pune pe minim nivelul impulsurilor de sincronizare, apoi se deschide osciloscopul virtual pe care se observă deplasarea orizontală a secvenței de date, ajustându-se din nou nivelul semnalului de sincronizare până la stabilizarea acesteia.

– Prin utilizarea butoanelor din partea de jos a schemei bloc ce permit comutarea codului de linie generat, se urmăresc formele de undă ale semnalelor *NRZ-unipolar*, *NRZ-bipolar*, *RZ-unipolar* şi *RZ-bipolar*. Sonda conectată în punctul de achiziție a impulsurilor de sincronizare se poate muta în punctul de achiziție a semnalului de ceas utilizat la codificare, permițând astfel şi vizualizarea acestuia.

– În partea de jos a schemei bloc mai există nişte butoane pentru selectarea secvenței de date, care se pot poziționa în mod independent de cele folosite la selectarea codului de linie. Aceste butoane permit selecția între o secvență fixă de date generată de microcontroler sau o succesiune de biți care au toți valoarea logică "1" sau toți valorea logică "0". Se deschide analizorul spectral şi se vizualizează modificările ce apar în forma de undă şi în spectrul fiecărui tip de semnal, la schimbarea secvenței de date prin butoanele amintite.

– Se urmăreşte dependența spectrului de secvența datelor, precum şi prezența componentelor continue (pe frecvența zero) pentru succesiunile de biți cu aceeaşi valore logică, în mod diferit, la fiecare cod de linie în parte.

– Se alege apoi altă lecție, cu denumirea "*Alternate Mark Inversion*", care permite vizualizarea şi compararea experimentală a semnalelor obținute din codurile de linie *NRZ-bipolar*, *RZ-bipolar* şi *AMI*, repetând toate etapele descrise pentru lecția anterioară. Se observă analogiile, diferențele şi avantajele utilizării codului de linie *AMI*.

– Se alege în cele din urmă şi lecția "*Bi-Phase Data Format*", pentru urmărirea semnalului de la codul de linie *bifazic Manchester*. În cazul acestui experiment nu mai există posibilitatea comutării succesive a codului de linie observat, dar se pot muta sondele de vizualizare în diferite puncte de achiziție, urmărindu-se acum *simultan* semnalul de date (*NRZ*) şi semnalul *bifazic*, prin poziționarea corespunzătoare a sondelor. Se repetă etapele realizate în cadrul lecțiilor anterioare, urmărindu-se aceleaşi aspecte importante.

2.3. Întrebări de verificare a cunoştintelor

(1.) Ce înseamnă transmisia semnalului în banda de bază?

(2.) Care sunt dezavantajele transmisei în banda de bază?

(3.) Care sunt diferențele dintre transmisia asincronă şi cea sincronă?

(4.) De câte ori trebuie să fie mai mare frecvența ceasului receptorului în cazul transmisiei asincrone pentru a se realiza sincronizarea corectă pe bit? De ce?

(5.) Cum se realizează sincronizarea pe caracter şi cadru la transmisia asincronă?

(6.) Cum procedează emițătorul şi receptorul în cazul transmisiei asincrone a unui bloc de date oarecare, pentru delimitarea cadrului?

(7.) Care este avantajul şi dezavantajul principal al semnalului *RZ-bipolar*?

(8.) Care sunt diferențele dintre formele de undă ale semnalului *RZ-bipolar* şi *AMI*?

(9.) Cum mai poate fi privit codul de linie *bifazic Manchester* şi care ar fi rolul ceasului din acest punct de vedere?

(10.) Cum mai poate fi privit codul de linie *bifazic Mark* sau *Space* şi care ar fi rolul ceasului în acest caz?

(11.) Care din codurile de linie realizează o codificare a biților în impulsuri şi care în tranziții?

3. Coduri detectoare / corectoare de erori

3.1. Coduri bloc

Deoarece datele transmise pe un canal real sunt afectate de perturbații diverse, pentru reducerea probabilității de eroare (ratei de eroare) se adaugă biți suplimentari care asigură detecția şi eventual corecția erorilor de transmisie. În cazul detecției erorii, se retransmite cadrul de date curent, iar în cazul posibilității de corecție a erorii, se dispune de suficientă informație suplimentară redundantă pentru a cunoaşte exact poziția sa şi a o corecta.

Asocierea informației suplimentare redundante cu informația originală ce trebuie transmisă se realizează respectând un anumit algoritm matematic, prin intermediul *codurilor detectoare sau corectoare de erori*. Informația este codată înaintea transmisiei pe canal, iar la recepție se realizează operația inversă, decodarea, prin extragerea informației utile cu detecția sau corecția eventualelor erori ce au afectat-o [6], [7], [8].

Un cuvânt de cod va fi format din $n = m + k$ biți, prin adăugarea unui număr de m biți de control la cei k biți de date ce formează mesajul de transmis. Biții de control conțin informație redundantă, fiind calculați din biții de date.

Întrucât se utilizează blocuri cu lungime fixă formate din n simboluri pentru a obține proprietățile de detecție sau corecție, codurile se numesc *bloc*. În cadrul *codurilor bloc* se vor studia *codurile grup* şi *codurile ciclice*. Cuvintele din prima categorie de coduri sunt considerate elemente intr-un spațiu vectorial, iar cele din a doua categorie – elemente într-o algebră.

3.2. Coduri grup

Cele n simboluri care formează un cuvânt sunt considerate elementele unui vector n-dimensional, reprezentat prin:

$$v = \begin{bmatrix} a_1 & a_2 & \cdots & a_n \end{bmatrix} \qquad (3.1.)$$

Spațiul vectorial *U* din care fac parte aceste cuvinte are o structură algebrică de grup şi din acest motiv codurile se numesc grup. Pentru codurile binare care fac obiectul transmisiei datelor, elementele a_i ce compun vectorul aparțin *câmpului Galois* cu două elemente **{0, 1}**, notat *GF(2)*, iar regulile de operare sunt adunarea modulo 2 $(" \oplus " = XOR)$ şi produsul logic binar $(" \bullet " = AND)$.

Cum fiecare din elementele $v \in U$ este alcătuit din *n* simboluri binare (biți), numărul total de cuvinte este chiar numărul combinațiilor binare ce se pot realiza cu *n* biți, adică: $N = 2^n$. Dintre aceste 2^n cuvinte, numai $S = 2^k$ pot fi *cuvinte de cod*, adică doar numărul combinațiilor realizabile cu cei *k* biți de date. Submulțimea $V \subset U$ a cuvintelor de cod (cu sens) formează o structură de subspațiu vectorial în *U*. Celelalte cuvinte din *U* care nu sunt cuvinte de cod, alcătuiesc submulțimea cuvintelor fără sens $F \subset U$.

Deoarece numai cuvintele de cod sunt puse în corespondență biunivocă cu mesajele emise de sursă, recepționarea unui cuvânt fără sens în locul unui cuvânt de cod semnalează apariția unei erori pe parcursul transmisiei. Pentru a fi posibilă recunoaşterea cuvintelor de cod la recepție, submulțimea *V* se construieşte în aşa fel încât să aibă o caracteristică specială: elementele lui *V* se aleg dintre elementele lui *U* în aşa fel încât *distanța Hamming* dintre oricare două cuvinte de cod (cu sens) să fie mai mare decât o valoare minimă.

3.2.1. Distanța Hamming

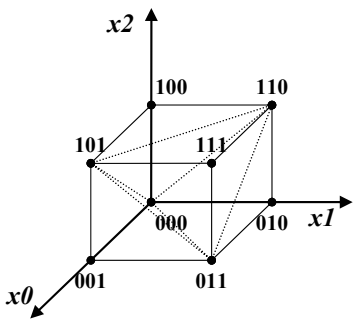


Fig. 3.1. *Cubul format de combinațiile binare cu 3 biți.*

Distanța Hamming dintre două cuvinte binare $v_i = [a_1\ a_2\ \dots\ a_n]$ şi $v_j = [b_1\ b_2\ \dots\ b_n]$, de aceeaşi lungime *n* (număr de biți) se defineşte ca fiind *numărul de poziții binare prin care cele două cuvinte diferă între ele*. Dacă se calculează suma modulo 2 bit cu bit a celor două cuvinte (adică: $u = v_i \ XOR \ v_j$) atunci distanța Hamming este de fapt egală cu ponderea *W* a cuvântului sumă $u = [c_1\ c_2\ \dots\ c_n]$ (numărul lui de biți cu valoarea "1"):

$$d_h(v_i, v_j) = \sum_{k=1}^{n} (a_k \oplus b_k) = \sum_{k=1}^{n} (c_k) = W(u) \qquad (3.2.)$$

Mulțimea combinațiilor binare realizabile cu k biți de date este formată din 2^k cuvinte ce se înscriu pe vârfurile unui hipercub în spațiul vectorial k-dimensional. Distanța Hamming între oricare două astfel de cuvinte nu reprezintă altceva decât o distanță dintre două vârfuri ale hipercubului, măsurată prin valori discrete binare.

De exemplu (fig. 3.1.), combinațiile binare de 3 biți formează un cub în spațiul vectorial tridimensional cu coordonatele (x_0, x_1, x_2). Distanța dintre oricare două vârfuri adiacente ale cubului (care diferă printr-un singur bit) este *1*, cea între vârfurile situate pe diagonalele unei fețe este *2*, iar distanța dintre vârfurile situate pe diagonalele spațiale ale cubului este *3*. Deci distanța Hamming dintre oricare două cuvinte aparținând acestei mulțimi poate lua valorile: $d_h = 1, 2, 3$, ceea ce înseamnă că distanța Hamming minimă este *1*.

Dacă se face însă o selecție în acest spațiu (fig. 3.1.), păstrând doar vârfurile situate pe diagonalele fețelor în raport cu originea: $V_1 = \{000, 011, 101, 110\} \subset V$, atunci această mulțime va forma un tetraedru pe care distanța Hamming minimă este *2*. Dacă se păstrează doar două vârfuri poziționate pe una din diagonalele spațiale ale cubului: $V_2 = \{000, 111\} \subset V$, atunci distanța Hamming minimă în această mulțime va fi *3*.

Presupunând că în procesul de transmisie au fost eronați e biți, atunci cuvântul fără sens recepționat se va afla la o distanță Hamming e de cuvintele de cod. Pentru a detecta eroarea, trebuie ca distanța Hamming minimă dintre oricare două cuvinte de cod să fi fost mai mare decât e, adică: $\boldsymbol{d_h \geq e+1}$. Dacă această condiție este îndeplinită, la recepția unui cuvânt aflat la o distanță Hamming e mai mică decât cea normală d_h se detectează eroarea de e biți.

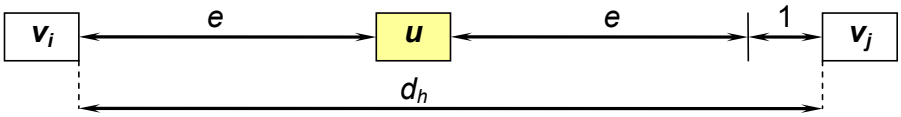


Fig. 3.2. *Distanța Hamming minimă necesară pentru corecția erorii de "e" biți.*

Pentru corecția erorii, se utilizează *criteriul distanței minime*: se calculează distanța Hamming dintre cuvântul recepționat şi toate cuvintele care ar fi putut fi transmise şi se alege acela pentru care această distanță este minimă. De exemplu (fig. 3.2.), în urma recepționării cuvântului u, pentru a putea decide că s-a transmis v_i

şi nu v_j, este necesar ca distanța Hamming minimă dintre toate cuvintele de cod să fie mai mare decât dublul distanței la care poate apărea cuvântul eronat: $d_h \geq 2e+1$.

Concluzie: Unui cod care are toate cuvintele de cod astfel alese încât să fie la o distanță minimă egală cu ***2e+1***, i se spune *cod detector de "**2e**"-erori şi corector de "**e**"-erori*.

3.2.2. Principiul detecției şi corecției

Detecția şi corecția erorilor se bazează pe analiza modului în care acestea se produc. Datorită perturbațiilor, cuvintele de cod $v_i = [a_1\ a_2\ \dots\ a_n]$ emise la intrarea în canalul de comunicații vor fi transformate în cuvintele recepționate $v_i^* = [a_1^*\ a_2^*\ \dots\ a_n^*]$, operație ce poate fi caracterizată prin operatorul aleator $\mathcal{O}$:

$$\mathcal{O}\{ v_i \} = v_i^* \qquad (3.3.)$$

Relația (3.3.) poate fi explicitată dacă se ține cont că un simbol binar alterat de perturbații nu poate să se transforme decât în inversul său prin operația de sumă modulo 2 în spațiul vectorial considerat:

$$a_j^* = \begin{cases} a_j = a_j \oplus 0 & \text{(dacă nu a apărut eroare pe simbolul din poziția } j\text{)}; \\ \overline{a_j} = a_j \oplus 1 & \text{(dacă s-a produs eroare la simbolul din poziția } j\text{)}, \end{cases} \qquad (3.4.)$$

cazuri ce pot fi unificate prin relația $a_j^* = a_j \oplus \varepsilon_j$, cu $\varepsilon_j = 0$ dacă bitul vectorului v_i^* din poziția j este corect, sau cu $\varepsilon_j = 1$ dacă bitul respectiv este eronat. Simbolurile ε_j, cu ***j =1..n***, care indică de fapt pozițiile tuturor biților eronați, pot fi asamblate împreună pentru formarea cuvântului de eroare, ce aparține şi el spațiului vectorial U:

$$\varepsilon = \begin{bmatrix} \varepsilon_1 & \varepsilon_2 & \cdots & \varepsilon_n \end{bmatrix} \qquad (3.5.)$$

Folosind vectorul de eroare definit în acest fel, modul de acționare al operatorului aleator din relația (3.3.) devine acum explicit:

$$\mathcal{O}\{ v_i \} = v_i^* = v_i \oplus \varepsilon \qquad (3.6.)$$

Cuvântul de cod v este transformat într-un cuvânt fără sens v^*, care diferă printr-un vector de eroare ce are valori "1" pe pozițiile binare cu erori şi "0" în rest.

Prin adunarea modulo 2 a simbolului ε_j la ambii membri ai relației $a_j^* = a_j \oplus \varepsilon_j$, rezultă relația inversă utilă pentru determinarea biților cuvântului care a fost de fapt transmis:

$$a_j^* \oplus \varepsilon_j = (a_j \oplus \varepsilon_j) \oplus \varepsilon_j \Rightarrow a_j = a_j^* \oplus \varepsilon_j \quad (3.7.)$$

Cuvântul de cod transmis inițial se poate deduce din cel recepționat cu ajutorul operatorului de transformare inversă $\mathcal{O}^{-1}$, care se obține din (3.6.) prin sumarea modulo 2 a vectorului de eroare:

$$\mathcal{O}^{-1}\{ v_i^* \} = v_i = v_i^* \oplus \varepsilon \quad (3.8.)$$

Problema care rămâne în continuare este determinarea la recepție a cuvântului de eroare. În acest scop trebuie construiți nişte *corectori* care să poată fi decodați la recepție pentru aflarea cuvântului de eroare. Calcularea corectorilor se realizează prin stabilirea unei corespondențe univoce între mulțimea tuturor cuvintelor *U* şi mulțimea corectorilor *Z*, adică fiecărui cuvânt fără sens *v** rezultat dintr-un cuvânt de cod *v* prin apariția unei anumite erori trebuie să-i corespundă cel puțin un corector distinct specific erorii respective. Această corespondență univocă poate fi descrisă matematic cu ajutorul unui operator $\mathcal{K}$:

$$\mathcal{K}\{ v_i^* \} = z \quad (3.9.)$$

Unui cuvânt *v** transmis fără eroare (identic cu cel inițial *v*) îi va corespunde corectorul nul, care să dea la decodare un cuvânt de eroare zero:

$$\mathcal{K}\{ v_i \} = 0 \quad (3.10.)$$

Prin adăugarea a *m* simboluri de control la cei *k* biți de date, se vor putea calcula câte $M = 2^m$ corectori diferiți pentru fiecare din cele $S = 2^k$ cuvinte de cod. Pentru realizarea corecției unui număr de *e* erori este necesar să se poată calcula la receptor un număr de corectori distincți cel puțin egal cu numărul erorilor:

$$2^m \geq C_n^0 + C_n^1 + C_n^2 + \ldots + C_n^e = \sum_{i=1}^{e} C_n^i \quad (3.11.)$$

*(<u>Adică:</u> nr. cuvintelor cu 0 erori + nr. cuvintelor cu 1 eroare în diferite poziții + nr. cuvintelor cu 2 erori în diferite poziții + ... + nr. cuvintelor ce pot rezulta dintr-un cuvânt de cod în urma apariției a "**e**"-erori în diferite poziții)*. Numărul minim de corectori distincți ce sunt necesari se numeşte *marginea inferioară Hamming*.

Determinarea cuvântului de eroare după calcularea corectorului pentru eroarea respectivă poate fi realizată dacă între spațiul *n*-dimensional al cuvintelor de eroare şi spațiul *m*-dimensional al corectorilor se stabileşte o corespondență biunivocă (adică unui singur cuvânt de eroare îi corespunde un singur corector şi invers), descrisă matematic cu ajutorul unui operator de decodare $\mathcal{D}$:

$$\mathcal{D}\{ z \} = \varepsilon \Leftrightarrow \mathcal{D}^{-1}\{ \varepsilon \} = z \qquad (3.12.)$$

Folosind operatorii $\mathcal{O}$, $\mathcal{K}$ şi $\mathcal{D}$, detecția şi corecția erorilor pot fi descrise matematic în felul următor:

– <u>detecția erorilor :</u> $\mathcal{K}\{ v_i \} \neq 0 \Rightarrow$ *indică o transmisie cu erori*;

– <u>corecția erorilor :</u> $\mathcal{K}\{ v_i^* \} = z \Rightarrow \mathcal{D}\{ z \} = \varepsilon \Rightarrow \mathcal{O}^{-1}\{ v_i^* \} = v_i$.

3.2.3. Codarea cu ajutorul matricei de control

În cazul codurilor grup, corespondența dintre mulțimea cuvintelor şi mulțimea corectorilor dată de relația (3.9.) poate fi detaliată considerând operatorul $\mathcal{K}$ ca fiind o transformare liniară între spațiul vectorial al cuvintelor recepționate *U* şi spațiul vectorial al corectorilor *Z* (din acest motiv codurile grup se mai numesc şi liniare):

$$\begin{cases} h_{11} \cdot a_1^* \oplus h_{12} \cdot a_2^* \oplus ... \oplus h_{1n} \cdot a_n^* = z_1 \\ h_{21} \cdot a_1^* \oplus h_{22} \cdot a_2^* \oplus ... \oplus h_{2n} \cdot a_n^* = z_2 \\ ..... \quad ..... \quad ..... \quad ..... \quad ..... \quad ..... \\ h_{m1} \cdot a_1^* \oplus h_{m2} \cdot a_2^* \oplus ... \oplus h_{mn} \cdot a_n^* = z_m \end{cases} \Leftrightarrow \left[H\right] \cdot (v^*)^T = z \qquad (3.13.)$$

Dacă nu s-au produs erori în transmisie corectorul *z* este nul, iar cuvântul de cod verifică sistemul de ecuații în varianta omogenă, scris matriceal sub forma:

$$\left[H\right] \cdot v^T = 0_m \qquad (3.14.)$$

Relația (3.14.) reprezintă matematic *operația de codare*, adică aflarea coeficienților binari h_{ij} ai matricei $[H]_{mxn}$, cu: $i = 1..m$ şi $j = 1..n$, care se numeşte *matricea de control a codului*. În spațiul vectorial *U* considerat, produsul matricei cu vectorul transpus se realizează în mod clasic (linie $\rightarrow$ coloană), înlocuind suma obişnuită cu operația de sumare modulo 2 a valorilor binare.

Din punct de vedere intuitiv, operația de codare exprimată prin (3.14.) înseamnă că cele *m* simboluri de control redundante care vor fi adăugate celor *k* biți de date pentru a alcătui cei *n* biți ai codului grup detector/corector de erori vor fi calculate drept combinații liniare din biții de date.

Produsul unui cuvânt de cod nenul: $v = [a_1\ a_2\ \dots\ a_j\ \dots\ a_n]$ cu matricea *[H]* de control a codului are de fapt ca rezultat un vector-coloană *z* format prin suma modulo 2 dintre coloanele h_j ale lui *[H]*, corespunzătoare pozițiilor cu biți de "1" în cuvântul de cod *v*:

$$[H]\cdot v^T = [h_1 \cdot a_1 \oplus h_2 \cdot a_2 \oplus \dots \oplus h_n \cdot a_n] \qquad (3.15.)$$

Practic, coloanele din *[H]* corespunzătoare pozițiilor cu biți "0" în cuvântul de cod *v* nu mai apar în sumă. Scrierea sub forma (3.15.) a operației de codare ajută la stabilirea *legăturii dintre distanța Hamming minimă a codului şi structura matricei de control*.

Cum vectorul nul verifică implicit sistemul de ecuații (3.14.), acesta va fi întotdeauna cuvânt de cod, iar toate cuvintele codului aflate la o distanță Hamming minimă d_h între ele şi față de cuvântul nul, vor trebui să aibă o pondere a biților mai mare sau egală cu d_h, adică măcar d_h biți de "1". Din acest motiv, codul liniar va avea o distanță Hamming minimă d_h numai dacă toate cuvintele cu ponderea mai mică decât d_h nu verifică ecuația de control a codului (nu sunt cuvinte de cod), adică *toate sumele modulo 2 dintre vectorii-coloană ai matricei [H] cu mai puțin de "d_h" termeni trebuie neapărat să fie* ***nenule***. Sumele modulo 2 cu d_h sau mai mulți termeni pot fi nule sau nu, după cum cuvântul din care au provenit este sau nu cuvânt de cod.

Rezolvarea sistemului de ecuații omogene (3.14.) în sensul determinării simbolurilor de control din cele de date se poate simplifica dacă matricea *[H]* este adusă la o formă echivalentă în care pe primele *m* coloane să apară matricea pătratică unitate $[\ I\ ]_{mxm}$ (prin permutări de linii şi coloane):

$$[H] = \begin{bmatrix} \begin{pmatrix} 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 1 & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & \dots & 1 \end{pmatrix} \begin{matrix} q_{11} & q_{12} & \dots & q_{1k} \\ q_{21} & q_{22} & \dots & q_{2k} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ q_{m1} & q_{m2} & \dots & q_{mk} \end{matrix} \end{bmatrix} = [I_m \quad Q] \qquad (3.16.)$$

Grupând separat biții de control şi biții de date în cuvântul de cod sub forma:

$$v = [c \quad d] = [(a_1 \quad a_2 \quad \dots \quad a_m) a_{m+1} \quad a_{m+2} \quad \dots \quad a_{m+k}], \qquad (3.17.)$$

sistemul de ecuații (3.14.) poate fi scris cu ajutorul matricei echivalente descompuse din relația (3.16) în felul următor:

$$[H]\cdot v^T = [I_m \quad Q]\cdot[c \quad d]^T = [I_m \quad Q]\cdot\begin{bmatrix} c^T \\ d^T \end{bmatrix} = [I_m]\cdot c^T \oplus [Q]\cdot d^T = 0 \Rightarrow$$

$$\Rightarrow c^T = [Q]\cdot d^T \qquad (3.18.)$$

3.2.4. Codarea cu ajutorul matricei generatoare

Operația de codare mai poate fi scrisă şi sub altă formă, dacă se generează cuvântul de cod prin înmulțirea vectorului format din biții de date cu o matrice care să "extindă" numărul de simboluri de la *k* la *n*. O astfel de matrice *[G]* se numeşte *matricea generatoare a codului* şi satisface relația:

$$v = d \cdot [G] \qquad (3.19.)$$

Cum matricile *[H]* şi *[G]* descriu acelaşi cod, trebuie să existe o legătură directă între ele. Pentru determinarea acestei legături, se înlocuieşte cuvântul de cod generat cu (3.19.) în relația (3.14.) şi se ține cont că ecuația astfel obținută trebuie să fie satisfăcută pentru orice secvență a simbolurilor de date *d*:

$$[H]\cdot v^T = [H]\cdot(d\cdot[G])^T = \left([H]\cdot[G]^T\right)\cdot d^T = 0, \forall d \Rightarrow$$

$$\Rightarrow [H]\cdot[G]^T = 0 \qquad (3.20.)$$

Determinarea simbolurilor de control în funcție de biții de date cu ajutorul matricei generatoare se poate simplifica procedând în mod similar ca la matricea de control: prin permutări de linii şi coloane, matricea generatoare se aduce la o formă echivalentă în care să apară matricea pătratică unitate *[I]kxk* pe ultimele k coloane:

$$[G] = \begin{bmatrix} p_{11} & p_{12} & \cdots & p_{1m} \\ p_{21} & p_{22} & \cdots & p_{2m} \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ p_{k1} & p_{k2} & \cdots & p_{km} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} 1 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 1 & \cdots & 0 \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ 0 & 0 & \cdots & 1 \end{pmatrix} = [P \quad I_k] \qquad (3.21.)$$

Cu matricea generatoare descompusă în acest fel, relația (3.19.) poate fi rezolvată dacă se grupează simbolurile de control separat de biții de date sub forma (3.17.):

$$[c \quad d] = v = d\cdot[G] = d\cdot[P \quad I_k] = [d\cdot[P] \quad d] \Rightarrow$$

$$\Rightarrow c = d\cdot[P] \qquad (3.22.)$$

Relația (3.20.) dintre matricea de control *[H]* şi cea generatoare *[G]* poate fi detaliată la nivelul părților neunitare *[Q]* şi respectiv *[P]* din descompunerile lor echivalente, printr-o serie de calcule simple:

$$[H]\cdot[G]^T = 0 \Rightarrow [I_m \quad Q]\cdot[P \quad I_k]^T = [I_m \quad Q]\cdot\begin{bmatrix} P^T \\ I_k \end{bmatrix} = I_m \cdot P^T \oplus Q \cdot I_k = 0 \Rightarrow$$

$$\Rightarrow [Q] = [P]^T \qquad (3.23.)$$

Observație:

Folosind separarea cuvântului recepționat *v** în simboluri de control şi biți de date, precum şi descompunerile în părți neunitare ale matricelor *[H]* şi *[G]*, corectorul dat de relația (3.13.) poate fi adus la forma practică:

$$z = [H]\cdot(v^*)^T \Rightarrow z^T = v^*\cdot[H]^T = [c^* \quad d^*]\cdot[I_m \quad Q]^T = [c^* \quad d^*]\cdot\begin{bmatrix} I_m \\ P \end{bmatrix} \Rightarrow$$

$$\Rightarrow z^T = c^* \oplus d^* \cdot [P] \qquad (3.24.)$$

De aici rezultă că se poate calcula corectorul la recepție prin sumarea modulo 2 a simbolurilor de control recepționate *c** cu simbolurile de control obținute din codarea simbolurilor de date recepționate *d* [P]*.

3.2.5. Codul Hamming grup corector de o eroare

Pentru a determina numărul simbolurilor de control *m* astfel încât să fie corectată o eroare, se pune *e=1* în relația (3.11.) şi rezultă:

$$2^m \geq 1 + n = 1 + m + k \qquad (3.25.)$$

Deoarece $d_h \geq 2e+1=3$, codul Hamming corector de o eroare trebuie să aibă o distanță Hamming minimă $d_h=3$. Această distanță se reflectă în structura matricei de control prin următoarele restricții: *oricare din sumele modulo 2 formate cu 1 sau 2 vectori-coloană trebuie să fie nenule*, deci toate coloanele matricei *[H]* luate separat şi suma modulo 2 a oricăror două coloane trebuie să fie diferite de vectorul nul. Metoda cea mai simplă de definire a matricei de control pentru a realiza această

configurație este aceea în care fiecare coloană h_j *(j=1..n)* reprezintă transcrierea binară a numărului coloanei respective *j*:

$$[H] = [h_1 \quad h_2 \quad h_3 \quad \dots \quad h_n] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & \dots & 1 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 1 \\ 0 & 1 & 1 & \dots & 1 \\ 1 & 0 & 1 & \dots & 1 \end{bmatrix} \qquad (3.26.)$$

Ținând cont că un cod corector de o eroare va putea corecta doar erori de un singur bit, vectorul eroare considerat va conține în acest caz doar un singur bit "1" pe poziția *j* în care a apărut eroarea. Prin înlocuirea lui *v** din (3.6.) în (3.13.) se va putea calcula corectorul, care va fi în acest caz chiar coloana *j* a matricei de control, deci *corectorul este exprimarea în binar a poziției erorii*:

$$z = [H] \cdot (v^*)^T = [H] \cdot (v \oplus \varepsilon)^T = [H] \cdot v^T \oplus [H] \cdot \varepsilon^T = [H] \cdot \varepsilon^T = h_j \qquad (3.27.)$$

Operatorul $\mathscr{D}$ din relația (3.12.) prin aplicarea căruia se determina vectorul de eroare din corectorul calculat la recepție simbolizează în acest caz operația de decodare din binar în zecimal. Practic, se setează bitul vectorului de eroare aflat în poziția dată de semnificația zecimală a simbolurilor binare din coloana h_j rămasă din matricea *[H]* în urma calculării corectorului. Corecția cuvântului recepționat se realizează apoi simplu, prin calculul sumei modulo 2 între cuvântul recepționat şi vectorul de eroare astfel determinat.

Pentru ca simbolurile de control c_i *(i=1..m)* să corespundă vectorilor-coloană h_j care au o singură componentă egală cu "1", ca şi în structura cuvântului de cod (3.17.) raportată la forma (3.16.) a matricei de control, fără a mai fi necesară permutarea ulterioară a matricei *[H]*, se aleg cele *m* poziții astfel încât să fie puteri ale lui 2 *(2^0, 2^0, ... , 2^{m-1})*:

$$v = [c_1 \; c_2 \; d_3 \; c_4 \; d_5 \; d_6 \; d_7 \; c_8 \; d_9 \; d_{10} \; d_{11} \; d_{12} \; \dots \; d_n] \qquad (3.28.)$$

Codarea datelor de transmis în cod Hamming corector de o eroare se realizează rezolvând sistemul de ecuații $[H] \cdot v^T = 0$, prin înmulțirea matricei de control (3.26.) cu forma (3.28.) transpusă a cuvântului de cod. După separarea simbolurilor de control în membrul stâng rezultă, începând de la ultima ecuație, expresiile simbolurilor de control în funcție de biții de date:

$$\begin{cases} c_1 = d_3 \oplus d_5 \oplus d_7 \oplus d_9 \oplus ... \oplus d_n \\ c_2 = d_3 \oplus d_6 \oplus d_7 \oplus d_{10} \oplus ... \oplus d_n \\ c_4 = d_5 \oplus d_6 \oplus d_7 \oplus d_{12} \oplus ... \oplus d_n \\ c_8 = d_9 \oplus d_{10} \oplus d_{11} \oplus d_{12} \oplus ... \oplus d_n \\ ..... \quad ..... \quad ..... \quad ..... \quad ..... \end{cases} \qquad (3.29.)$$

La recepție, decodarea presupune calcularea corectorului $z = [H] \cdot (v^*)^T$, prin înmulțirea matricei de control (3.26.) cu forma (3.28.) transpusă a cuvântului recepționat. Rezultă astfel, începând cu ultima linie, următoarele expresii pentru componentele corectorului *z*:

$$\begin{cases} z_m = c_1^* \oplus (d_3^* \oplus d_5^* \oplus d_7^* \oplus d_9^* \oplus ... \oplus d_n^*) \\ z_{m-1} = c_2^* \oplus (d_3^* \oplus d_6^* \oplus d_7^* \oplus d_{10}^* \oplus ... \oplus d_n^*) \\ z_{m-2} = c_4^* \oplus (d_5^* \oplus d_6^* \oplus d_7^* \oplus d_{12}^* \oplus ... \oplus d_n^*) \\ z_{m-3} = c_8^* \oplus (d_9^* \oplus d_{10}^* \oplus d_{11}^* \oplus d_{12}^* \oplus ... \oplus d_n^*) \\ ..... \quad ..... \quad ..... \quad ..... \quad ..... \quad ..... \quad ..... \end{cases} \qquad (3.30.)$$

Altfel spus, pentru determinarea corectorului se sumează modulo 2 simbolurile de control recepționate cu simbolurile de control calculate în acelaşi fel ca la transmisie, dar folosind biții de date de la recepție.

3.3. Coduri polinomiale cu redundanță ciclică

Codurile corectoare de erori sunt mai rar folosite în practică, fiind preferată detecția erorilor urmată de retransmisia cadrului numai în caz de eroare, care poate fi mai eficientă deoarece se adaugă mai puțini biți suplimentari la fiecare cuvânt transmis. Cea mai utilizată metodă de detecție a erorilor se bazează pe codurile polinomiale, denumite şi *coduri cu redundanță ciclică* (CRC = “Cyclic Redundancy Codes”).

Codurile CRC sunt tot coduri bloc, în care cele *n* simboluri binare $a_1, a_2, \ldots a_n$ care formează un cuvânt *v* sunt considerate coeficienții unui polinom de grad *n-1* (prin puterile lui *x*, polinomul indică pozițiile pe care se află simbolurile în cadrul cuvântului):

$$v(x) = a_0 \oplus a_1 \cdot x \oplus a_2 \cdot x^2 \oplus ... \oplus a_{n-1} \cdot x^{n-1} \qquad (3.31.)$$

Mulțimea tuturor cuvintelor, cu sau fără sens, are 2^n elemente preluate din *clasele de resturi modulo un polinom* $p(x)=x^n \oplus 1$ de grad *n*. Dintre acestea, pentru reprezentarea cuvintelor de cod, se aleg 2^k polinoame care prezintă o caracteristică specială: sunt toate divizibile prin acelaşi polinom *g(x)*, divizor de grad *m=n-k* al lui *p(x)*, ce poartă denumirea de *polinom generator al codului*. Această alegere conduce la proprietatea că orice permutare ciclică cu *k* poziții a unui cuvânt de cod (rotație de biți la dreapta cu recirculare) conduce tot la un cuvânt de cod.

3.3.1. Codarea cu polinomul generator

Se consideră următoarele polinoame:

– *polinomul generator* de grad *m* (coeficientul lui x^m este întotdeauna g_m=1):

$$g(x) = g_0 \oplus g_1 \cdot x \oplus ... \oplus g_{m-1} \cdot x^{m-1} \oplus x^m ;$$

– *polinomul simbolurilor de control*:

$$c(x) = a_0 \oplus a_1 \cdot x \oplus ... \oplus a_{m-1} \cdot x^{m-1};$$

– *polinomul biților de date:*

$$d(x) = a_m \oplus a_{m+1} \cdot x \oplus ... \oplus a_{m+k-1} \cdot x^{k-1}.$$

Pentru a se obține un cod sistematic (cu simbolurile de date aliniate la începutul sau la sfârşitul cuvântului de cod), polinomul de date *d(x)* se aduce în ultimele *k* poziții prin înmulțirea cu x^m şi apoi se sumează modulo 2 polinomul de control *c(x)*:

$$v(x) = c(x) \oplus x^m \cdot d(x) \qquad (3.32.)$$

Această operație este practic echivalentă cu introducerea biților de control CRC prin adunarea lor la biții de date deplasați cu *m* poziții la stânga, considerând rangurile binare în ordinea descrescătoare a puterilor lui *x*.

Prin împărțirea polinomului de date deplasat la cel generator se obține câtul *q(x)* şi restul *r(x)* cu grad mai mic decât *m*=gradul lui *g(x)*, conform relației:

$$\frac{x^m \cdot d(x)}{g(x)} = q(x) \oplus \frac{r(x)}{g(x)} \Leftrightarrow \frac{r(x)}{g(x)} \oplus \frac{x^m \cdot d(x)}{g(x)} = q(x) \Leftrightarrow$$

$$\Leftrightarrow r(x) \oplus x^m \cdot d(x) = q(x) \cdot g(x) \qquad (3.33.)$$

Polinomul calculat cu relația (3.33.) reprezintă în mod evident un cuvânt de cod, deoarece este multiplu al polinomului generator. Comparând cu relația (3.32.), rezultă că cele două polinoame *r(x)* şi *c(x)* sunt de fapt identice, deci cuvântul de cod *v(x)* astfel construit va fi divizibil cu *g(x)* dacă *polinomul de control este restul împărțirii polinomului de date deplasat, la polinomul generator*:

$$c(x) = r(x) = rest\left\{\frac{x^m \cdot d(x)}{g(x)}\right\} \qquad (3.34.)$$

3.3.2. Decodarea codurilor ciclice

Erorile ce pot apărea în transmisie vor transforma polinomul asociat cuvântului de cod *v(x)* într-un polinom fără sens *v*(x)*, care diferă printr-un polinom de eroare $\varepsilon(x)$, conform relației (3.6.) în care vectorii au fost înlocuiți prin polinoamele asociate:

$$v^*(x) = v(x) \oplus \varepsilon(x) \qquad (3.35.)$$

Construirea corectorului *z(x)* la recepție pentru decodare se realizează în mod similar ca la codurile grup, prin sumarea modulo 2 a simbolurilor de control recepționate *c*(x)* cu simbolurile de control obținute din codarea simbolurilor de date recepționate $rest\left\{\frac{x^m \cdot d^*(x)}{g(x)}\right\}$:

$$z(x) = c^*(x) \oplus rest\left\{\frac{x^m \cdot d^*(x)}{g(x)}\right\} \qquad (3.36.)$$

Cum împărțirea lui *c*(x)* la *g(x)* va produce întotdeuna câtul zero şi restul *c*(x)*, pentru că gradul polinomului *c*(x)* este mai mic decât cel al polinomului generator, se poate aduce corectorul în forma:

$$c^*(x) = rest\left\{\frac{c^*(x)}{g(x)}\right\} \Rightarrow z(x) = rest\left\{\frac{c^*(x)}{g(x)}\right\} \oplus rest\left\{\frac{x^m \cdot d^*(x)}{g(x)}\right\} \Rightarrow$$

$$\Rightarrow z(x) = rest\left\{\frac{c^*(x) \oplus x^m \cdot d^*(x)}{g(x)}\right\} = rest\left\{\frac{v^*(x)}{g(x)}\right\} \qquad (3.37.)$$

În concluzie, pentru recunoaşterea unui cuvânt de cod la recepție, se verifică regula de generare a codului: *dacă polinomul recepționat este cuvânt de cod, acesta trebuie să fie divizibil cu polinomul generator al codului*. Practic, se calculează

polinomul asociat corectorului *z(x)* ca fiind restul împărțirii polinomului recepționat la polinomul generator, egal conform (3.35.) şi cu restul împărțirii polinomului de eroare la cel generator:

$$z(x) = rest\left\{\frac{v^*(x)}{g(x)}\right\} = rest\left\{\frac{v(x)}{g(x)} \oplus \frac{\varepsilon(x)}{g(x)}\right\} = rest\left\{\frac{\varepsilon(x)}{g(x)}\right\} \quad (3.38.)$$

După cum se observă din relația (3.38.), acest polinom corector este nenul numai dacă au apărut erori pe parcursul transmisiei.

Alegerea polinomului generator, căutat printre divizorii lui $p(x)=x^n \oplus 1$ (care pot fi găsiți prin descompunerea acestuia în factori primi şi considerarea tuturor produselor cu unul sau mai mulți termeni dintre aceşti factori), este decisivă pentru capacitatea de detecție a codului. De exemplu, dacă se presupune o singură eroare, vom avea $\varepsilon(x) = x^j$, unde *j* dă poziția erorii. Pentru a detecta eroarea, corectorul trebuie să fie nenul ca s-o semnaleze, deci *g(x)* nu trebuie să fie divizor al lui x^j, adică trebuie să aibă cel puțin *2* termeni, dintre care unul să fie obligatoriu x^0.

Din aceste considerente, rezultă că pentru a detecta măcar eroarea de un bit în orice poziție, toate codurile ciclice vor avea coeficientul lui x^0 din polinomul generator diferit de zero: $g_0=1$. Deoarece şi coeficientul lui x^m trebuie să fie nenul ($g_m=1$ pentru a păstra gradul *m* al polinomului), *orice polinom generator va conține cel puțin termenii*: $g(x) = x^m \oplus ... \oplus 1$.

Observație: Datorită proprietăților suplimentare legate de ciclicitate, codurile CRC prezintă capabilități de detecție a erorilor superioare codurilor grup. De exemplu, prin alegerea adecvată a polinomului generator astfel încât să fie multiplu de $x \oplus 1$, codul poate detecta orice număr impar de erori, nu numai cele de un singur bit.

3.3.3. Codarea şi decodarea prin circuite de divizare

Generarea şi verificarea codurilor cu redundanță ciclică se poate implementa hardware folosind *circuite secvențiale liniare*, bazate pe un registru de deplasare la care ieşirea este introdusă ca reacție, prin sumatoare modulo 2, înapoi în anumite ranguri ale sale. Din punct de vedere matematic, astfel de circuite realizează împărțirea unui polinom *v(x)* de forma (3.31.) la polinomul generator *g(x)* şi din

aceasta cauză se mai numesc *circuite de divizare*. Rangurile din registrul de deplasare care contribuie la reacție corespund unor coeficienți nenuli ai polinomului generator, ca în schema de principiu din figura 3.3.

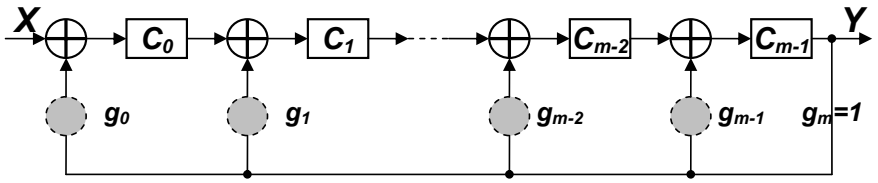


Fig. 3.3. *Schema de principiu a unui circuit de divizare.*

Registrul de deplasare este compus din bistabilele de memorare C_i *(i=0..m-1)*, conectați într-o structură serie prin intermediul sumatoarelor modulo 2. Linia comună de reacție va fi conectată sau nu pe cealaltă intrare a sumatoarelor, după cum $g_i=1$ sau respectiv $g_i=0$ (deoarece este o schemă de principiu, intrările neconectate se vor considera "0" logic). Punctele de legătură cu calea de reacție pot fi considerate comutatoare de tip închis-deschis care realizează de fapt înmulțirea rangurilor x^i ale polinomului generator *g(x)* cu constantele binare g_i din câmpul Galois GF(2). Rangul x^0 al polinomului generator este considerat intrarea serială *X*, iar rangul x^m reprezintă ieşirea *Y*. Evident că semnalul de reacție este preluat de la ieşire, deci ultima celulă C_{m-1} are întotdeauna ieşirea conectată la linia de reacție (interpretarea fizică a condiției ca gradul polinomului generator să fie egal cu *m*).

Pentru analiza modului de funcționare a circuitului se construieşte graful său echivalent (fig. 3.4.), în care punctele de ramificație ale conexiunilor se consideră noduri, iar căile de propagare a semnalelor se consideră arce. Un nod furnizează la fiecare din ieşirile sale câte un semnal egal cu suma modulo 2 dintre semnalele aplicate la intrări. Dacă nodul respectiv are o singură intrare, operația de sumare modulo 2 se reduce practic la copierea intrării pe fiecare din ieşiri. Pe arcele grafului se trec transformările intrare-ieşire suferite de semnal la propagarea pe calea corespunzătoare sub forma unui operator de "transmitanță" aplicat asupra semnalului.

Celulelor de memorare C_i le corespund ramuri cu transmitanța sub forma unui operator de întârziere *D* care acționează asupra intrării, deoarece ieşirea lor va copia intrarea după trecerea unui interval de timp egal cu perioada tactului care comandă

memorarea datelor în bistabile. Comutatoarelor de legătură cu calea de reacție g_i le vor corespunde pe graf arce cu transmitanța definită explicit prin operația de multiplicare a intrării cu constanta binară g_i.

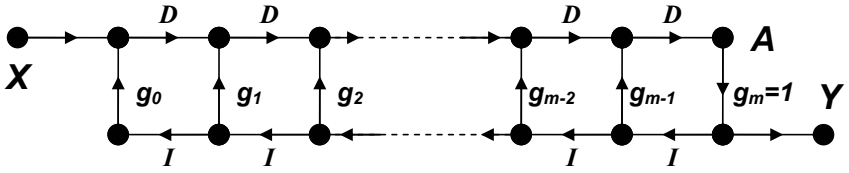


Fig. 3.4. *Graful echivalent al circuitului de divizare.*

Pentru determinarea funcției de transfer a circuitului, se calculează transmitanța între nodul de intrare *X* şi nodul de ieşire *Y*, mergând în sens invers pe arce, de la ieşire spre intrare, prin aplicarea consecutivă a operatorului de întârziere:

$$Y = g_m \cdot D\left(g_{m-1} \cdot Y \oplus D\left(g_{m-2} \cdot Y \oplus ... \oplus D\left(g_2 \cdot Y \oplus D\left(g_1 \cdot Y \oplus D\left(g_0 \cdot Y \oplus X\right)\right)\right)...\right)\right) =$$
$$= g_m \cdot \left(g_{m-1} \cdot D^1 Y \oplus g_{m-2} \cdot D^2 Y \oplus ... \oplus g_2 \cdot D^{m-2} Y \oplus g_1 \cdot D^{m-1} Y \oplus g_0 \cdot D^m Y \oplus D^m X\right)$$

Considerând $g_m=1$, prin separarea intrării de ieşire în egalitatea de mai sus, rezultă: $\left(D^0 \oplus g_{m-1} \cdot D^1 \oplus ... \oplus g_1 \cdot D^{m-1} \oplus g_0 \cdot D^m\right)(Y) = D^m X$, unde $D^0=I$ este operatorul identitate, care lasă semnalul neschimbat. Funcția de transfer este dată de operatorul transmitanță globală a circuitului:

$$T = \frac{Y}{X} = \frac{D^m}{D^0 \oplus g_{m-1} \cdot D^1 \oplus ... \oplus g_1 \cdot D^{m-1} \oplus g_0 \cdot D^m} =$$
$$= \frac{I}{D^{-m} \oplus g_{m-1} \cdot D^{-(m-1)} \oplus ... \oplus g_1 \cdot D^{-1} \oplus g_0 \cdot I} \qquad (3.39.)$$

Se observă că numitorul funcției de transfer este un polinom de puteri ale operatorului D^{-1}, construit pe baza polinomului generator *g(x)* prin înlocuirea $x \rightarrow D^{-1}$. Deci semnalul de intrare al circuitului este transferat la ieşire prin împărțirea cu un operator polinomial de anticipare (inversul operatorului *D* de întârziere), dat de polinomul generator al codului.

$$Y = \frac{X}{g(D^{-1})} \Rightarrow y(x) = \frac{v^*(x)}{g(x)} \qquad (3.40.)$$

Dacă la intrarea *X* se introduc în ordine descrescătoare coeficienții polinomului *v*(x)*, după trecerea a *n* tacte s-a generat la ieşire câtul dintre polinomul de intrare şi polinomul generator, iar în celule rămâne stocat restul împărțirii, adică polinomul de control *c(x)*. Aceasta înseamnă că circuitul poate fi utilizat la *decodarea codului CRC* pentru verificarea corectitudinii datelor recepționate.

Aplicând semnalul de date în punctul A de pe graful circuitului din figura 3.4. (adică printr-un sumator modulo 2 înainte de ieşire), se obține circuitul din figura 3.5. cu o funcție de transfer uşor modificată:

$$T = \frac{Y}{X} = \frac{I}{I \oplus g_{m-1} \cdot D^1 \oplus \ldots \oplus g_1 \cdot D^{m-1} \oplus g_0 \cdot D^m} = \\ = \frac{D^{-m}}{D^{-m} \oplus g_{m-1} \cdot D^{-(m-1)} \oplus \ldots \oplus g_1 \cdot D^{-1} \oplus g_0 \cdot I} \qquad (3.41.)$$

Menținând aceeaşi corespondență $x \leftrightarrow D^{-1}$ ca în situația anterioară şi considerând că la intrarea *X* se aplică doar polinomul de date *d(x)*, se constată că circuitul realizează împărțirea dintre polinomul de date deplasat cu *m* poziții la dreapta şi polinomul generator, necesară operației de *codare a codului CRC*:

$$Y = \frac{D^{-m} X}{g(D^{-1})} \Rightarrow y(x) = \frac{x^m \cdot d(x)}{g(x)} \qquad (3.44.)$$

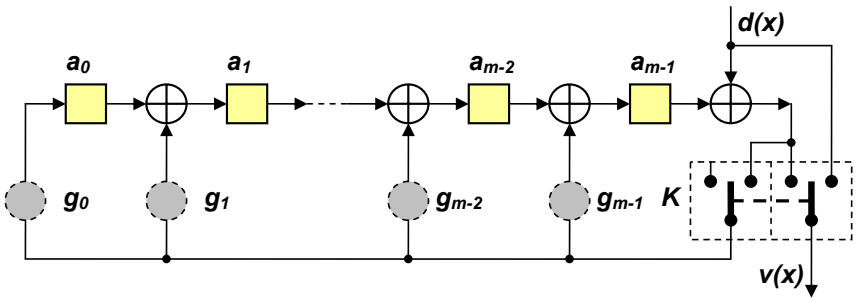


Fig. 3.5. *Codarea CRC folosind circuit de divizare.*

După trecerea celor *k* tacte necesare introducerii biților de date, în registrul de deplasare a rămas restul împărțirii (3.44.), adică simbolurile de control, care trebuie scoase serial la ieşire în următoarele *m* tacte. Schema de principiu a circuitului practic (fig. 3.5.) se obține prin introducerea unui comutator *K* cu două secțiuni

comandate simultan pe câte două poziții. Pe durata primelor *k* tacte, secțiunile comutatorului sunt pe poziția din dreapta, asigurând reacția şi transferul serie al datelor la ieşire. Pe durata ultimelor *m* tacte, secțiunile comută pe poziția din stânga, deconectând reacția circuitului (care devine un simplu registru clasic de deplasare) şi preluând simbolurile de control de la ieşirea acestuia.

3.4. Analiza unor scheme practice de implementare

În laborator se va studia funcționarea unor structuri logice de generare şi verificare CRC care includ astfel de circuite secvențiale liniare.

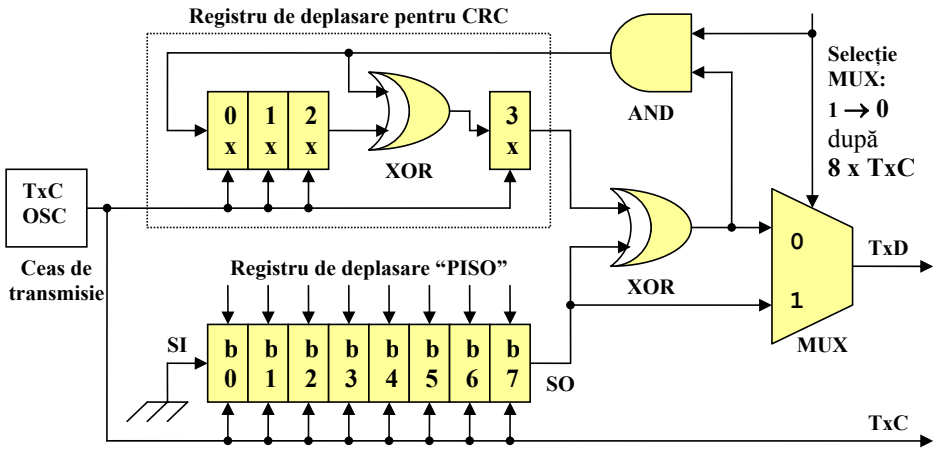


Fig. 3.6. *Schema logică simplificată a unui circuit de generare CRC la transmisie.*

În figura 3.6. este prezentată schema simplificată a unui circuit de generare a 4 biți CRC pentru fiecare 8 biți de date, care funcționează în felul următor:

– Inițial se încarcă octetul de date în registrul de serializare PISO = "Parallel Input-Serial Output", se resetează bistabilii registrului de deplasare pentru CRC, iar linia de selecție a multiplexorului este în "1" logic, validând totodată poarta AND care devine transparentă şi închide reacția registrului CRC.

– La fiecare perioadă a ceasului de transmisie TxC biții de date se deplasează în registru cu câte o poziție spre dreapta şi sunt emişi succesiv pe linia TxD prin ieşirea SO = "Serial Output", în locul lor intrând biți de zero prin SI = "Serial Input".

– În acelaşi timp, biții de date ajung şi la intrarea porții XOR din reacția registrului CRC, complementând sau nu valoarea logică de reacție care intră în acest registru pe tactul următor, după cum bitul de date este “1” sau respectiv “0”.

– După ce au trecut 8 perioade de ceas TxC, toți biții de date au fost deja transmişi pe linie, iar în registrul CRC s-a obținut restul împărțirii octetului la polinomul generator al codului. În acest moment selecția multiplexorului devine “0” logic, comută linia de date TxD la ieşirea registrului CRC prin poarta XOR şi decuplează reacția acestuia, conectând intrarea lui la “0” prin blocarea porții AND.

– Deoarece în registrul de deplasare a datelor au intrat numai biți de zero, poarta XOR devine practic transparentă, permițând transmiterea succesivă la ieşire a celor 4 biți de control, în următoarele 4 perioade de ceas. Simultan cu transmisia acestor biți are loc şi reinițializarea registrului CRC prin intrarea biților zero de la ieşirea porții AND blocate.

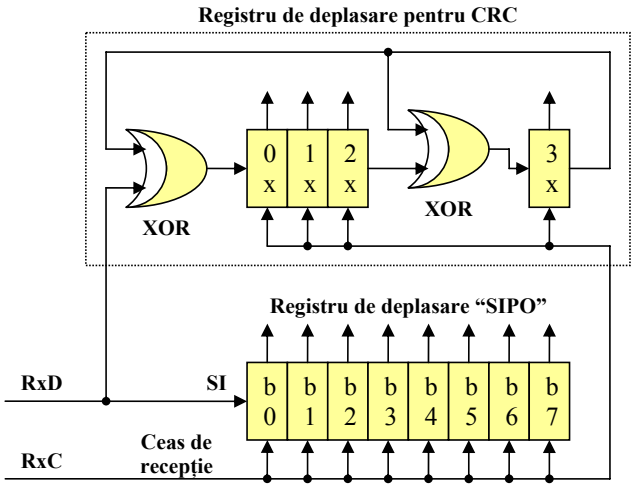


Fig. 3.7. *Schema logică simplificată a unui circuit de verificare CRC la recepție.*

Verificarea cuvântului de cod recepționat are loc prin recalcularea restului împărțirii octetului de date la polinomul generator, simultan cu deserializarea biților în registrul de deplasare SIPO = “Serial Input-Parallel Output”, prin utilizarea unui registru de deplasare CRC cu reacții în aceleaşi ranguri ca cel de la transmisie (fig. 3.7.). Odată cu citirea octetului de date din registrul SIPO, se preia şi restul din registrul CRC, care trebuie să fie identic cu cel recepționat în continuare pe linia serială, după biții de date. Comparația se poate realiza prin sumare modulo 2 cu

ajutorul unei structuri hardware suplimentare ce nu a fost prevăzută în schemă. Dacă rezultatul acestei sumări este nul, cuvântul a fost recepționat fără nici o eroare.

– Se studiază funcționarea schemelor prezentate, pentru o anumită secvență de date, prin alcătuirea unor tabele cu valori logice şi desenarea formelor de undă care descriu stările celor 4 ranguri binare din registrul CRC.

– Se verifică polinomul generator utilizat: $g(x) = x^4 \oplus x^3 \oplus 1$, precum şi reflectarea sa în structura schemei de reacție a registrului CRC.

3.5. Întrebări de verificare a cunoştintelor

(1.) Ce reprezintă distanța Hamming dintre două cuvinte binare?

(2.) Care este distanța Hamming minimă impusă tuturor cuvintelor de cod pentru a putea detecta *e* biți eronați?

(3.) Care trebuie să fie distanța Hamming minimă dintre cuvintele de cod pentru a fi posibilă corecția unui număr de *e* biți eronați?

(4.) Câte erori poate detecta şi câte poate corecta un cod cu distanța Hamming minimă *d*?

(5.) Ce criterii matematice trebuie să satisfacă vectorii-coloană ai matricei de control astfel încât codul liniar să aibă o distanță Hamming minimă d_h între toate cuvintele sale?

(6.) Ce relații matematice trebuie să satisfacă coloanele matricei de control a unui cod liniar corector de o eroare?

(7.) Care este numărul minim de corectori distincți ce trebuie să poată fi calculat pentru corecția tuturor erorilor de un singur bit?

(8.) Cum se calculează biții de control la transmisie în cazul utilizării unui cod ciclic detector de erori?

(9.) Cum se recunoaşte un cuvânt recepționat eronat în cazul codurilor cu redundanță ciclică?

(10.) Ce termeni trebuie să conțină orice polinom generator al unui cod ciclic pentru a detecta măcar toate erorile de un singur bit?

(11.) Ce proprietăți suplimentare prezintă codurile ciclice față de cele liniare? Exemplificați.

4. Modulația de amplitudine

4.1. Considerații teoretice

4.1.1. Tipuri de modulație

Modulația reprezintă procesul prin care se realizează modificarea unuia sau a mai multor parametri ai unui semnal purtător *p(t)* sub acțiunea semnalului-mesaj din banda de bază, numit şi semnal modulator *m(t)*. Se obține astfel un semnal modulat *s(t)* ce include informația transmisă de semnalul modulator şi care este apoi transmis efectiv pe canalul de comunicație. Acest semnal nu mai este în banda de bază, având banda de frecvențe translată în jurul frecvenței purtătoare. La receptor, se realizează operația inversă, numită demodulație, prin care se extrage semnalul modulator din semnalul modulat recepționat şi se obține informația transmisă în banda de bază [2], [9], [10], [11], [12].

Principalele motive pentru care se utilizează această tehnică, sunt următoarele:

– se poate realiza transmiterea simultană pe un acelaşi canal cu lățime suficientă a mai multor semnale din banda de bază, fără suprapunerea benzilor de frecvență, prin utilizarea mai multor purtătoare cu frecvențe diferite (multiplexare în frecvență);

– semnalul modulat are o imunitate mai bună la perturbații şi la distorsiunile introduse de caracteristicile neideale ale canalului;

– deoarece semnalul devine adiacent unei purtătoare de frecvență ridicată, se obține reducerea puterii necesare în transmisie;

– semnalul modulat se poate transmite prin unde radio sau luminoase, deoarece frecvența purtătoarei (şi implicit spectrul semnalului modulat) poate intra într-unul dintre aceste domenii de frecvență ale undelor electromagnetice.

În transmisia datelor se foloseşte de obicei un semnal purtător armonic simplu (sinusoidal), deoarece acesta este un semnal elementar în domeniul frecvență, având doar o singură linie spectrală şi dacă este modulat se obține banda cea mai

redusă de frecvențe posibilă. Modulația unei purtătoare sinusoidale se numeşte modulație armonică sau modulație analogică. În această situație, semnalul purtător şi semnalul modulat obținut pot fi descrise prin următoarele relații matematice:

$p(t) = A_p \cdot \cos(\omega_p \cdot t + \Phi)$ = semnalul purtător;

$s(t) = A_p(t) \cdot \cos(\varphi(t)) = A_p(t) \cdot \cos(\omega_p \cdot t + \Phi(t))$ = semnalul modulat (4.1.)

(cu: $A_p(t)$ = amplitudinea, ω_p = frecvența unghiulară, $\Phi(t)$ = faza inițială),

$\varphi(t) = \omega_p \cdot t + \Phi(t)$ = faza instantanee,

$\omega_i(t) = \frac{d\varphi(t)}{dt} = \omega_p + \frac{d\Phi(t)}{dt}$ = frecvența unghiulară instantanee a semnalului.

Se observă că toți parametrii semnalului purtător erau inițial constanți, iar dependența de timp a acestora în semnalul modulat se obține sub acțiunea semnalului modulator *m(t)*. În funcție de care dintre aceşti parametri este variat de semnalul modulator, modulația poate fi de mai multe feluri:

– *de amplitudine (MA)*, în care se modifică numai amplitudinea purtătoarei ca o funcție de semnalul modulator $A_p(t) = f(m(t))$;

– *de fază (MP)*, în care se modifică numai faza inițială a semnalului purtător ca funcție de semnalul modulator $\Phi(t) = f(m(t))$;

– *de frecvență (MF)*, în care se modifică frecvența unghiulară instantanee $\omega_i(t)$ a purtătoarei în mod indirect, numai prin modificarea vitezei de variație a fazei inițiale $\frac{d\Phi(t)}{dt} = f(m(t))$ şi nu direct a frecvenței unghiulare ω_p = constantă;

– *compusă*, în care se modifică simultan mai multi parametri ca funcții diferite de semnalul modulator.

4.1.2. Modulația liniară de amplitudine (MA)

Acest tip de modulație se obține prin varierea amplitudinii purtătoarei printr-o funcție liniară de semnalul modulator: $A_p(t) = A_p + m(t)$ (4.2.)

Amplitudinea semnalului modulator cu forma de undă arbitrară poate fi pusă în evidență prin notația: $m(t) = a \cdot m_0(t)$, unde $m_0(t)$ = semnal modulator cu amplitudine unitară.

Considerând în continuare faza inițială a purtătoarei nulă, se obține din relația (4.1.) următoarea expresie matematică pentru semnalul modulat şi formele de undă din figură:

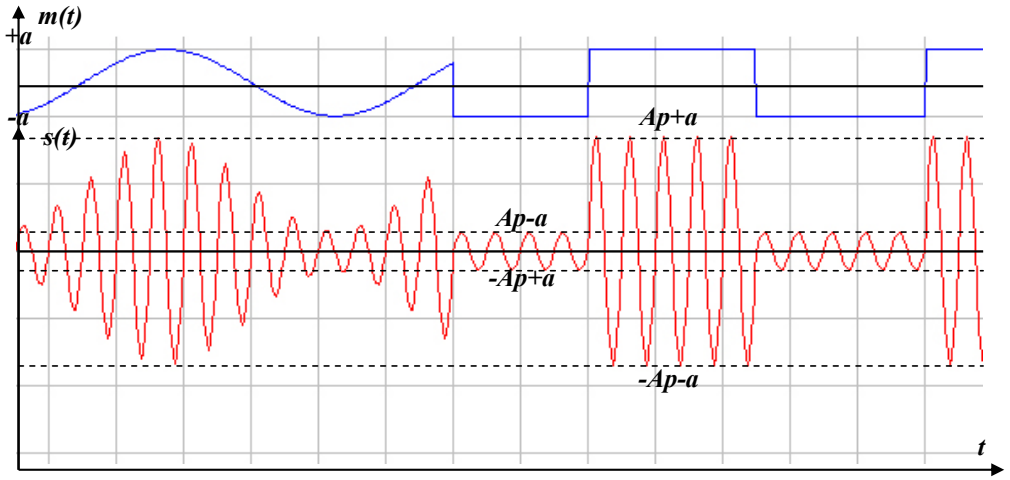


Fig. 4.1. *Formele de undă ale semnalului modulator şi semnalului modulat în amplitudine.*

$$s(t) = [A_p + a \cdot m_0(t)] \cdot \cos(\omega_p \cdot t) = p(t) + m(t) \cdot \cos(\omega_p \cdot t) \qquad (4.3.)$$

Măsura în care variația semnalului modulator este transmisă variației de amplitudine a purtătoarei se numeşte *indice* sau *grad de modulație în amplitudine* şi se calculează ca raportul dintre amplitudinea semnalului modulator *a* şi cea a purtătoarei nemodulate A_p: $k_a = \frac{a}{A_p}$.

Pentru a reproduce forma semnalului modulator în înfăşurătoarea (anvelopa) semnalului modulat $A_p(t)$, este necesar ca aceasta să rămână pozitivă în orice moment, de unde rezultă că gradul de modulație trebuie să fie subunitar: $A_p(t) \geq 0, \forall t \Leftrightarrow A_p - a \geq 0 \Leftrightarrow k_a \leq 1$. Dacă $k_a > 1$ purtătoarea este supramodulată şi trecerea prin zero a înfăşurătorii produce o distorsiune cu salt de fază în forma de undă şi zona cu amplitudine negativă maximă a semnalului modulator *(-a)* nu mai poate fi reprodusă.

Observație: Dacă indicele de modulație este unitar, modulația se numeşte totală sau completă şi conduce la modificarea amplitudinii purtătoarei între zero şi dublul amplitudinii sale inițiale.

4.1.3. Spectrul semnalului MA

Pentru analiza spectrală a semnalului modulat în amplitudine se consideră un semnal modulator *m(t)* de o formă arbitrară, neperiodic, având spectrul continuu *M(ω)* limitat superior la ω_0. Prin aplicarea transformatei Fourier lui *s(t)* din relația (4.3.), se obține:

$$S(\omega)=\left(\pi\cdot A_p\cdot\delta(\omega-\omega_p)+\frac{M(\omega-\omega_p)}{2}\right)+\left(\pi\cdot A_p\cdot\delta(\omega+\omega_p)+\frac{M(\omega+\omega_p)}{2}\right) \quad (4.4.)$$

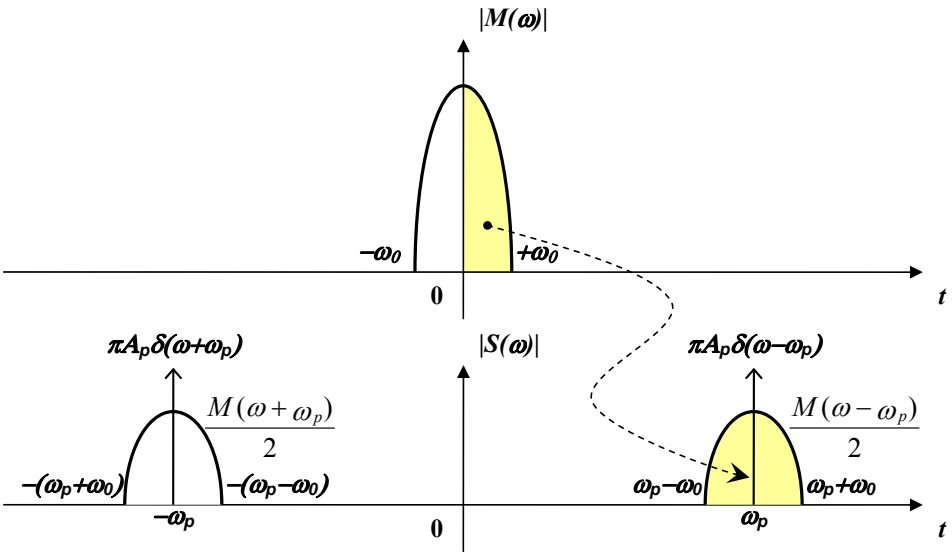


Fig. 4.2. *Translația cu dublare a spectrului semnalului modulator în jurul purtătoarei.*

Din figura 4.2. se observă că în urma modulației s-a obținut o translație cu frecvența purtătoarei a spectrului semnalului modulator, care devine acum centrat în jurul lui ω_p şi nu în jurul lui zero, cum era în banda de bază, iar lobul inferior din domeniul frecvențelor unghiulare negative capătă astfel sens fizic, apărând în domeniul pozitiv. Aceasta este explicația apariției a 2 lobi simetric identici față de frecvența purtătoarei, care se numesc *benzi laterale* şi conduc la dublarea lățimii de bandă față de cea a semnalului modulator: $B = 2\omega_0$.

Fiecare din aceste benzi laterale conține întreaga informație utilă despre semnalul modulator care trebuie transmis. De asemenea, se observă că purtătoarea sinusoidală nemodulată apare direct, atât în expresia (4.3.) a semnalului modulat, cât şi în spectrul său (4.4.) ca o linie spectrală Dirac pe frecvența ω_p. Componente utile pe frecvența purtătoarei pot proveni doar din translarea componentei continue (de frecvență zero) a semnalului modulator inițial şi nu din purtătoarea nemodulată.

Procesul de modulație se poate efectua corect dacă translația de frecvență este suficient de mare, astfel încât lobul inferior translat să nu se suprapună peste cel superior al spectrului inițial, deci: $\omega_p - \omega_0 \geq \omega_0 \Leftrightarrow \omega_p \geq 2 \cdot \omega_0$. Dintr-un alt punct de vedere, este vorba de fapt despre transmiterea semnalului modulator prin eşantionarea lui cu purtătoarea, din teorema eşantionării rezultând aceeaşi condiție minimă. În practică se alege de obicei o frecvență a purtătoarei de cel putin 10 ori mai mare decât frecvența maximă din spectrul semnalului modulator, pentru minimizarea distorsiunilor ce pot apărea datorită unor componente nefiltrate suficient care pot depăşi ω_0.

În situația modulației în amplitudine cu purtătoare suprimată (MA-PS), purtătoarea nu mai apare direct în expresia semnalului modulat şi nici în spectrul său, singurele componente pe frecvența ω_p putându-se datora componentelor continue din spectrul semnalului modulator:

$$s(t) = [a \cdot m_0(t)] \cdot \cos(\omega_p \cdot t) = m(t) \cdot \cos(\omega_p \cdot t) \qquad (4.5.)$$

$$S(\omega) = \frac{M(\omega - \omega_p)}{2} + \frac{M(\omega + \omega_p)}{2} \qquad (4.6.)$$

Se obține astfel o redistribuire mai eficientă a puterii de transmisie pe informația utilă, prin eliminarea puterii risipite pe purtătoare. Forma de undă a semnalului MA-PS este asemănătoare cu cea a unei modulații MA cu $k_a > 1$, adică cu distorsiuni de schimbare a fazei la trecerea prin zero.

Pentru obținerea unei eficiențe şi mai mari în utilizarea puterii de transmisie şi restrângerea lățimii benzii de frecvențe ocupate, se utilizează frecvent şi eliminarea uneia dintre benzile laterale redundante prin diverse procedee de filtrare. Rezultă astfel modulația în amplitudine cu bandă laterală unică şi purtătoare suprimată (MA-BLU).

Observație: Modulația în amplitudine cu semnal digital se numeşte *ASK="Amplidude Shift Keying"* şi conduce la un semnal cu numai două niveluri de amplitudine asociate cu cele două niveluri logice de tensiune ale semnalului modulator. Dacă semnalul digital este şi periodic, spectrul de modulație va fi discret, conținând în fiecare din lobii laterali exact aceleaşi linii care erau în spectrul semnalului modulator, dar translate cu frecvența purtătoarei.

4.1.4. Generarea semnalului MA

Generarea semnalului modulat în amplitudine se poate realiza prin implementarea formulei de calcul cu ajutorul unui circuit de tip multiplicator analogic, care furnizează la ieşire produsul dintre semnalul modulator (aditivat în prealabil cu o componentă continuă de amplitudinea purtătoarei) şi un semnal purtător de amplitudine unitară (fig. 4.3.) [13].

$$s(t) = \left[Ap + m(t)\right] \cdot p'(t) =$$
$$= Ap \cdot p'(t) + m(t) \cdot \cos(\omega p \cdot t) = p(t) + m(t) \cdot \cos(\omega p \cdot t)$$

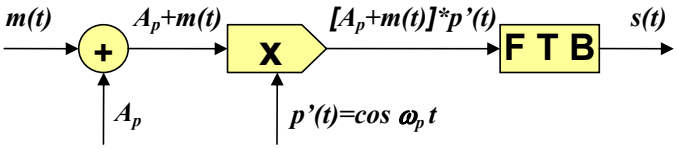


Fig. 4.3. *Generarea semnalului MA.*

Pentru obținerea unui semnal modulat în amplitudine cu purtătoarea suprimată (MA-PS), se introduce în multiplicator direct semnalul modulator neaditivat cu o componentă continuă, iar purtătoarea nu trebuie să aibă neapărat amplitudinea unitară, aceasta apărând ca o constantă în semnalul modulat rezultat (fig. 4.4.).

$$s(t) = m(t) \cdot p(t) = A_p \cdot m(t) \cdot \cos(\omega_p \cdot t) \Rightarrow$$
$$\Rightarrow S(\omega) = A_p \cdot \left(\frac{M(\omega - \omega_p)}{2} + \frac{M(\omega + \omega_p)}{2} \right)$$

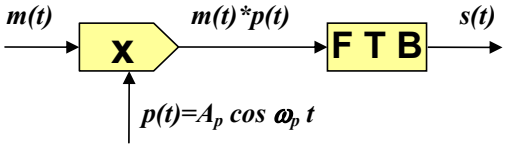


Fig. 4.4. *Generarea semnalului MA-PS.*

Filtrul trece-bandă FTB se introduce opțional, dacă se doreşte eliminarea uneia din cele două benzi laterale pentru obținerea modulației MA-BLU.

Alte metode de modulație în amplitudine fac apel la trecerea semnalului modulator sumat cu purtătoarea prin elemente cu caracteristică de transfer neliniară. La ieşirea unui astfel de element se obțin diverse produse de intermodulație, din care se selectează semnalul MA clasic (cu tot cu purtătoare) printr-un filtru trece-bandă.

4.1.5. Demodularea semnalului MA

Demodularea semnalului MA se poate realiza prin detecția de anvelopă (necoerentă), implementată cu redresor mono sau dublă alternanță cu diode, urmat de un filtru RC de netezire [14]. Condensatorul de filtrare C se încarcă la valoarea de vârf a alternanțelor pozitive redresate din semnalul MA şi se alege cu o valoare suficient de mare ca să nu se descarce semnificativ pe rezistența de sarcină R până la apariția următoarei alternanțe, dar nici prea mare, ca să poată urmări variațiile de amplitudine ale înfăşurătoarei (fig. 4.5.).

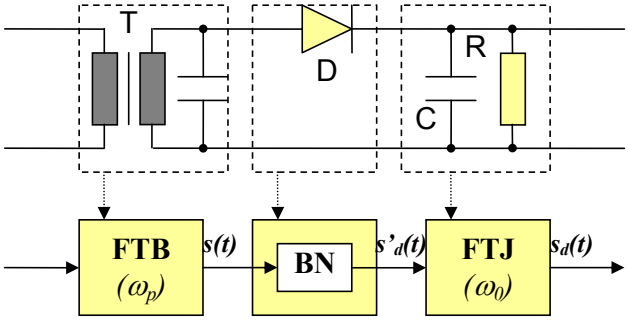


Fig. 4.5. *Implementarea şi schema bloc a detectorului de anvelopă.*

Din punctul de vedere al automaticii, redresorul cu diodă nu este altceva decât un bloc neliniar BN cu caracteristică aproximativ pătratică, iar filtrul de netezire este

un filtru trece-jos FTJ cu frecvența de tăiere $\omega_0 = \frac{1}{RC}$, de unde rezultă şi valoarea optimă a capacității condensatorului în funcție de rezistența de sarcină. La intrarea detectorului de anvelopă trebuie prevăzut întotdeauna un filtru trece-bandă FTB centrat pe frecvența purtătoarei (implementat cu transformatorul acordat T), care să permită trecerea în întregime numai a spectrului semnalului MA dorit, altfel detectorul va demodula simultan mai multe semnale parazite prezente la intrare.

În urma trecerii semnalului modulat prin blocul neliniar va apărea la ieşire o sumă formată dintr-o componentă continuă şi o combinație de semnale, fiecare având acelaşi spectru ca semnalul modulator, dar centrat în jurul frecvențelor zero, ω_0, ω_p şi $2\omega_p$. Dintre acestea, filtrul trece-jos va selecta doar componenta continuă şi semnalul cu spectrul centrat în jurul frecvenței zero, care este chiar semnalul modulator inițial:

$$A_p = 1 \Rightarrow s(t) = \left[A_p + m(t)\right] \cdot \cos(\omega_p \cdot t)$$

$$s'_d(t) = k_0 + k_1 \cdot s(t) + k_2 \cdot \left[s(t)\right]^2 \Rightarrow$$

$$\Rightarrow s_d(t) = FTJ\left[s'_d(t)\right] = \left(k_0 + \frac{k_2 \cdot {A_p}^2}{2}\right) + k_2 \cdot A_p \cdot m(t)$$

Componenta continuă se poate elimina ulterior, după trecerea rezultatului printr-un condensator, rămânând astfel doar semnalul demodulat, proporțional cu semnalul modulator: $s_d(t) = k_2 A_p m(t)$.

Din cauza schimbărilor de fază care apar la trecerea prin zero a semnalului MA-PS, înfăşurătoarea nu mai reproduce forma de undă a semnalului modulator şi acesta nu se mai poate demodula prin simpla detecție de anvelopă. De altfel, se observă şi din calcule că termenul proporțional cu semnalul modulator apare numai datorită prezenței componentei continue A_p în suma $A_p+m(t)$, după ridicarea la pătrat.

Demodularea semnalului MA-PS se poate realiza doar în mod coerent, prin detecție sincronă (fig. 4.6.), dacă semnalul recepționat se multiplică din nou cu o replică sincronă a purtătoarei (cu aceeaşi frecvență şi fază). Se utilizează tot un circuit multiplicator analogic, urmat de un filtru trece-jos cu frecvența de tăiere egală cu frecvența maximă a semnalului modulator, ω_0. Un astfel de demodulator se mai numeşte şi detector de produs.

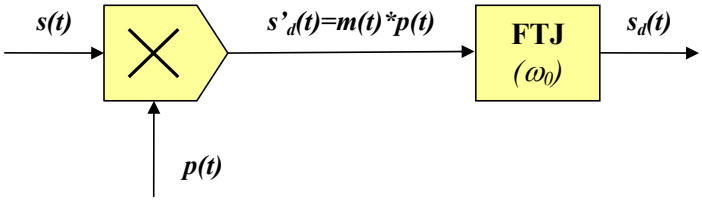


Fig. 4.6. *Demodularea MA şi MA-PS prin detecție sincronă.*

$$A_p = 1 \Rightarrow s'_d(t) = s(t) \cdot p(t) = m(t) \cdot \cos^2(\omega_p \cdot t) =$$
$$= \frac{m(t)}{2} + \frac{\cancel{m(t) \cdot \cos(2\omega_p \cdot t)}}{2} \Rightarrow s_d(t) = FTJ\left[s'_d(t)\right] = \frac{m(t)}{2}$$

Observații:

– Metoda de demodulare prin detecție sincronă necesită refacerea purtătoarei la recepție prin extragerea sa din semnalul recepționat, altfel apar distorsiuni de nesincronizare;

– După multiplicare trebuie rejectată o componentă spectrală cu frecvența dublă față de purtătoare, care este mult mai mare decât cea mai mare frecvență din semnalul util, deci operația de filtrare este mult uşurată din punct de vedere practic, putându-se utiliza filtre reale cu caracteristici mai putin abrupte;

– Detecția sincronă funcționează şi în cazul semnalelor MA cu purtătoare, rezultând un termen spectral suplimentar tot pe frecvența $2\omega_p$, care se filtrează.

4.2. Experimente de laborator

În laborator se va ilustra modulația şi demodulația în amplitudine cu purtătoare sinusoidală completă şi suprimată, pentru diverse forme de undă ale semnalului modulator. În acest scop se utilizează placa experimentală "*Modulation and Coding Workboard*", pe care se realizează montajul cu schema bloc din figura 4.7. prin efectuarea conexiunilor corespunzătoare [17], [18], [19].

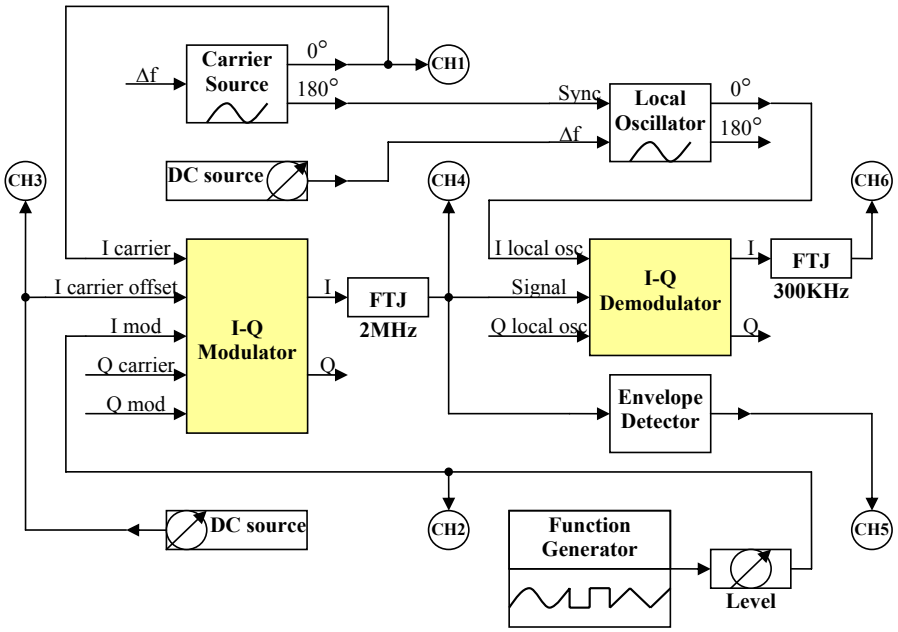


Fig. 4.7. *Studiul experimental al semnalelor MA pentru diverse forme de undă modulatoare.*

Modulația în amplitudine se obține la ieşirea unui bloc funcțional denumit "*I-Q Modulator*", din care se utilizează doar secțiunea *I* = *"In phase"*, secțiunea *Q* = *"in Quadrature of phase"* rămânând neconectată. Această secțiune *I* nu este altceva decât un modulator de amplitudine cu circuit multiplicator şi sumator, ca în figura 4.3.

Purtătoarea sinusoidală ajunge de la generatorul "*Carrier Source*" prin intrarea *"I carrier"* direct în multiplicatorul intern al acestul bloc. Semnalul modulator, preluat de la generatorul de funcții printr-un bloc de reglaj al nivelului, ajunge mai întâi în sumator prin intrarea *"I mod"*, unde este aditivat cu o componetă continuă ajustabilă conectată la *"I carrier offset"*, rezultatul obținut fiind apoi multiplicat cu purtătoarea. Secțiunea Q a blocului funcțional conține doar circuitul multiplicator analogic, fără sumator.

Deoarece circuitul multiplicator real prezintă anumite neliniarități care pot genera armonice superioare, la ieşirea I este montat un filtru trece-jos cu frecvența de tăiere astfel aleasă încât să permită trecerea întregului spectru al semnalului modulat în amplitudine, inclusiv banda laterală superioară, dar să elimine spectrele superioare nedorite.

Pentru exemplificarea demodulării se utilizează două soluții: un detector de anvelopă şi un detector de produs. Detectorul de anvelopă este construit cu redresor urmat de filtru trece-jos încorporat, ca în figura 4.5. fără filtru trece bandă la intrare. Detectorul de produs utilizează secțiunea I dintr-un bloc funcțional denumit "*I-Q Demodulator*", care conține de fapt două circuite multiplicatoare analogice pentru multiplicarea unui semnal comun de la intrarea *"Signal"* cu două purtătoare distincte, conectate la intrările *"I local osc"* şi *"Q local osc"*. Se foloseşte doar multiplicatorul I, care împreună cu filtrul trece-jos adăugat în exterior implementează un demodulator sincron după principiul prezentat în figura 4.6.

Purtătoarea de la recepție este generată folosind un oscilator sinusoidal local, a cărui frecvență se poate modifica prin ajustarea valorii tensiunii continue aplicate la intrarea *"Δf"*. Dacă oscilatorul local de la recepție nu ar avea aceeaşi frecvență şi fază cu purtătoarea de la emisie ar rezulta distorsiuni de nesincronizare şi demodularea nu ar mai putea fi realizată corect. Din acest motiv, oscilatorul local poate fi sincronizat cu cel de la emisie printr-un semnal aplicat la intrarea *"Sync"*. Sincronizarea se poate obține prin ajustarea tensiunii de comandă a frecvenței oscilatorului local, doar dacă aceasta este foarte apropiată de frecvența de sincronism. Desigur că în sistemele reale de comunicații nu se transmite separat un semnal de sincronizare, acesta fiind extras din semnalul recepționat.

Canalele de achiziție a semnalelor pentru vizualizarea cu instrumentele virtuale de pe PC sunt conectate în punctele marcate prin cercuri în schema bloc din figura 4.7.

La realizarea experimentului se procedează în felul următor:

– Se deschide aplicația Windows "*Modulation and Coding Principles*", apoi lecția "*Amplitude Shift Keying*", în care se alege experimentul "*Practical 3*" şi se realizează conexiunile necesare conform schemei bloc din figura 4.7.

– Se reglează nivelul semnalului modulator şi al tensiunii continue din sursa adițională în aşa fel încât să se obțină pe osciloscop forma de undă a unei modulații de amplitudine MA clasice, cu tot cu purtătoare. Se ajustează eventual şi butoanele de control al decalajului ("*offset*") aflate în interiorul blocului modulator, care modifică de fapt componenta continuă a semnalelor, variind practic centrajul formelor de undă față de axa nivelului zero al tensiunii.

– Se comută generatorul de funcții pentru a genera semnal modulator de formă sinusoidală, rectangulară şi triunghiulară, urmărindu-se forma de undă a modulației de amplitudine rezultate şi spectrul acesteia cu ajutorul instrumentelor virtuale.

– Se deschide analizorul virtual de fază "*Phasescope*", mutând sonda de referință a fazei în punctul de achiziție pentru purtătoare şi sonda de intrare la ieşirea din modulator. Se remarcă prezența unui semnal modulat în amplitudine cu schimbare de fază nulă.

– Se scade valoarea componentei continue adăugate semnalului modulator până la zero (eventual se deconectează sursa continuă din circuit), observîndu-se modificarea formei de undă şi inversările de fază care apar acum la trecerile prin zero. Se ajustează butoanele de reglaj al decalajului din blocul modulator până la obținerea balansului optim, pentru care purtătoarea este complet eliminată din spectrul semnalului MA-PS.

– Pentru un semnal modulator dreptunghiular, se poate ajusta decalajul acestuia față de zero, până devine bipolar simetric (fără componentă continuă) şi conduce la o modulație cu purtătoare suprimată dar fără variație de amplitudine, numai cu salturi bruşte de fază. O astfel de modulație ASK-PS reprezintă de fapt o modulație de fază *PSK = "Phase Shift Keying"*.

– Se mută sonda de vizualizare la ieşirea detectorului de anvelopă şi se remarcă forma de undă a semnalului demodulat care reproduce semnalul modulator uşor distorsionat. Se vizualizează apoi ieşirea din detectorul de produs, care prezintă o formă de undă mai puțin distorsionată, dar numai după obținerea sincronismului oscilatorului local cu purtătoarea de la emisie, altfel forma de undă fiind instabilă în timp.

Observație: Pentru înțelegerea mai profundă a fenomenului de modulație, se poate conecta un generator sinusoidal extern cu frecvența reglabilă în locul sursei de purtătoare cu frecvența fixă ("*Carrier Source*") de pe placă. Se comută generatorul modulator pe semnal dreptunghiular şi se variază frecvența acestuia în raport cu purtătoarea. Se observă scăderea sau creşterea numărului de perioade sinusoidale care formează un eşantion dreptunghiular. Cât timp este îndeplinită condiția ca frecvența semnalului purtător sinusoidal să fie de 2 ori mai mare ca frecvența semnalului modulator dreptunghiular, modulația este echivalentă cu o eşantionare a

semnalului dreptunghiular cu cel sinusoidal. Se observă că la inversarea raportului dintre frecvențe rolurile se schimbă, pentru o frecvență a semnalului dreptunghiular de 2 ori mai mare decât cea a semnalului sinusoidal obținându-se o eşantionare clasică a semnalului sinusoidal cu cel dreptunghiular (purtătoarea ar fi acum rectangulară şi semnalul modulator ar fi cel sinusoidal).

4.3. Întrebări de verificare a cunoştintelor

(1.) Care sunt avantajele utilizării modulației în transmisia datelor? Care sunt parametrii purtătoarei ce se pot varia şi ce tipuri modulație rezultă astfel?

(2.) Cum ar arăta forma de undă a unui semnal MA cu grad de modulație supraunitar? Dar forma de undă a unui semnal MA-PS?

(3.) Care este lățimea de bandă a unui semnal MA, MA-PS şi MA-BLU? Cum arată spectrele acestor semnale şi de unde apar ele?

(4.) De ce purtătoarea trebuie să aibă o frecvență cel puțin dublă față de frecvența maximă din spectrul semnalului modulator?

(5.) De ce nu se poate utiliza ca purtătoare un semnal nesinusoidal? Ce probleme ar apărea?

(6.) Care trebuie să fie frecvența minimă a unei purtătoare pentru a putea fi modulată cu un semnal dreptunghiular de perioadă T_0, considerând şi armonicele din banda practică de frecvență a acestuia?

(7.) Informația utilă a unui semnal MA se regăseşte în banda laterală inferioară sau în banda laterală superioară? Care din cele două benzi păstrează ordinea componentelor din spectrul semnalului modulator?

(8.) Care sunt avantajele transmisiei prin modulație MA-PS şi MA-BLU? Pot apărea componente spectrale pe frecvența purtătoarei la un semnal MA-PS? De unde şi în ce situație?

(9.) Cum se poate genera semnalul MA şi MA-PS? Care este principiul după care funcționează aceste scheme?

(10.) Care sunt cele două metode de demodulare a semnalului MA şi cum funcționează aceste scheme? De ce sunt necesare filtrele trece-jos la ieşirea demodulatoarelor?

(11.) Ce formă de undă s-ar obține dacă un semnal MA-PS modulat sinusoidal ar fi demodulat cu ajutorul unui detector de anvelopă?

(12.) Cum s-ar putea realiza un modulator MA fără utilizarea multiplicatoarelor? Un detector de anvelopă poate fi transformat în modulator? Ce modificări ar fi necesare?

5. Modulația de frecvență

5.1. Considerații teoretice

5.1.1. Principiul modulațiilor exponențiale

Modulațiile exponențiale se obțin dacă amplitudinea purtătoarei este menținută constantă, iar semnalul modulator acționează asupra fazei inițiale *(modulația de fază – MP)* sau asupra frecvenței instantanee, prin modificarea vitezei de variație a fazei inițiale *(modulația de frecvență – MF)*. Deoarece semnalul modulator modifică de fapt un coeficient al unei funcții exponențiale sau un unghi al unei funcții cosinus, aceste modulații se numesc *exponențiale* sau *unghiulare*. Caracteristic acestor tipuri de modulație este faptul că trecerile prin zero ale formei de undă nu mai apar la intervale regulate, ca în cazul modulației în amplitudine. Deoarece variațiile amplitudinii nu influențează informația conținută în semnalul modulat exponențial, acesta este mai imun la zgomote de tip aditiv apărute pe canalul de transmisie decât semnalul modulat în amplitudine [2], [9], [10], [11], [12].

Expresia matematică a unui semnal modulat exponențial este dată de relația:

$$s(t) = A_p \cdot \cos\big(\varphi(t)\big) = A_p \cdot \cos\big(\omega_p \cdot t + \Phi(t)\big) \qquad (5.1.)$$

unde: A_p = amplitudinea constantă, ω_p = frecvența unghiulară, $\Phi(t)$ = faza inițială,

$\varphi(t) = \omega_p \cdot t + \Phi(t)$ = faza instantanee,

$\omega_i(t) = \dfrac{d\varphi(t)}{dt} = \omega_p + \dfrac{d\Phi(t)}{dt}$ = frecvența unghiulară instantanee a semnalului.

Relația dintre frecvența instantanee şi faza instantanee poate fi înțeleasă mai bine dacă se consideră că pentru a obține un avans de fază este necesară o creştere bruscă a frecvenței pentru un moment foarte scurt, până faza ajunge la valoarea dorită, apoi frecvența trebuie să revină imediat la valoarea anterioară, pentru ca faza să nu crească mai departe. Rezultă astfel că frecvența este diferențiala fazei.

De asemenea, dacă se compară faza unui semnal cu frecvență mai ridicată decât a unui semnal de referință, se constată că diferența de fază față de semnalul

de referință va creşte cu o rată constantă, deci faza semnalului considerat va avansa liniar pentru o diferență în frecvență constantă. Astfel, din punct de vedere matematic faza este integrala frecvenței.

În funcție de modul cum este variată faza instantanee de către semnalul modulator, se obțin două tipuri de modulații exponențiale:

– *Modulația de fază* se obține când faza inițială este variată direct de semnalul modulator, printr-un coeficient de proporționalitate constant k_p = sensibilitatea modulatorului MP.

$$\Phi(t) = k_p \cdot m(t) \Rightarrow s(t) = A_p \cdot \cos\left(\omega_p \cdot t + k_p \cdot m(t)\right) \qquad (5.2.)$$

– *Modulația de frecvență* se obține când frecvența instantanee este variată indirect, prin modificarea vitezei de variație a fazei inițiale de către semnalul modulator, cu un coeficient de proporționalitate constant k_f = sensibilitatea modulatorului MF.

$$\frac{d\Phi(t)}{dt} = k_f \cdot m(t) \Leftrightarrow \Phi(t) = k_f \cdot \int_0^t m(\tau) \cdot d\tau \Rightarrow \omega_i(t) = \omega_p + k_f \cdot m(t) \Rightarrow$$

$$\Rightarrow s(t) = A_p \cdot \cos\left(\omega_p \cdot t + k_f \cdot \int_0^t m(\tau) \cdot d\tau \right) \qquad (5.3.)$$

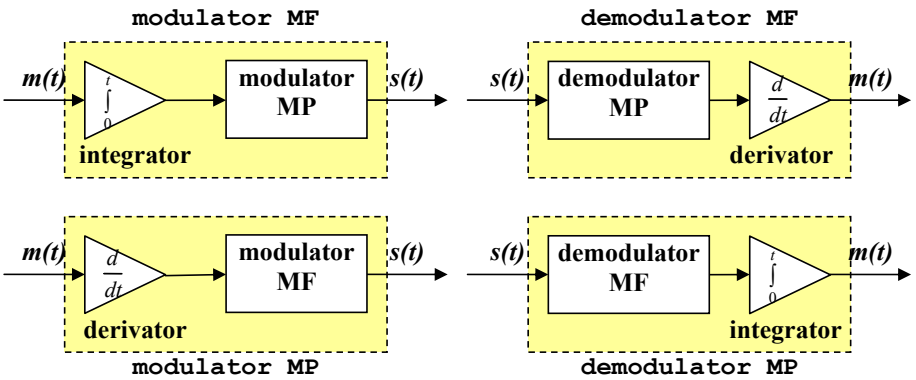


Fig. 5.1. *Transformarea unui modulator / demodulator MP într-unul MF şi invers.*

<u>*Observație:*</u> Din relațiile (5.2.) şi (5.3.) se observă că se poate trece de la un tip de modulație unghiulară la celălalt prin simpla prelucrare suplimentară a semnalului modulator cu operații de derivare sau integrare. Rezultă astfel ca aplicație

practică *transformarea unui modulator/demodulator MP într-un modulator/demodulator MF şi invers*, folosind circuite derivatoare sau integratoare intercalate pe calea semnalului modulator/demodulat, conform schemelor-bloc din figura 5.1.

5.1.2. Modulația de frecvență cu semnal modulator digital

În modulația de frecvență, deplasarea maximă a frecvenței unghiulare instantanee față de cea a purtătoarei este proporțională cu amplitudinea semnalului modulator $m(t) = a \cdot m_0(t) \Rightarrow \Delta\omega = k_f \cdot a$, unde: $m_0(t)$ = semnal modulator cu amplitudine unitară. Frecvența instantanee a semnalului modulat variază treptat în cazul unui semnal modulator sinusoidal şi în salt pentru cel dreptunghiular (fig. 5.2.).

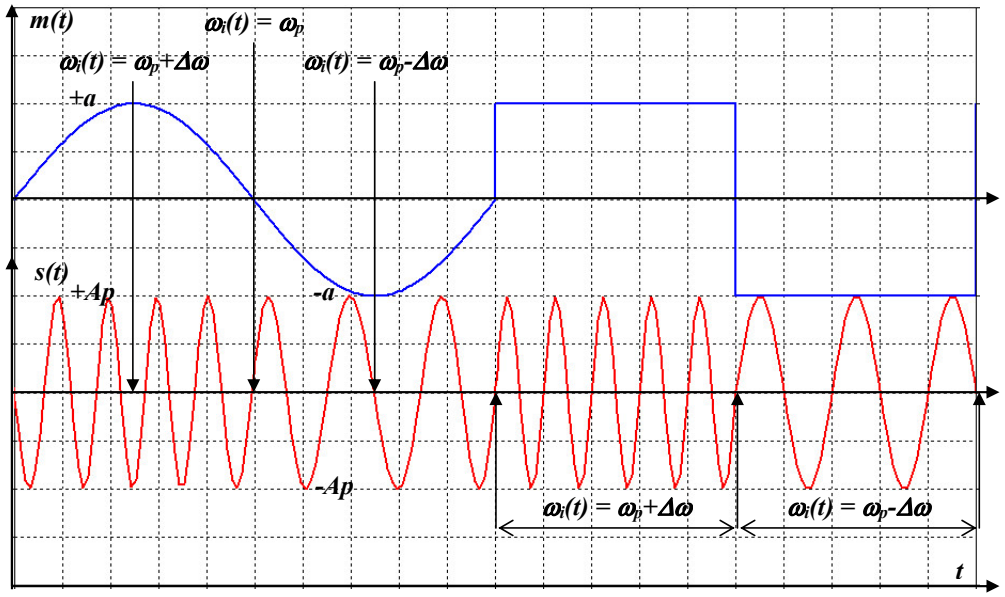


Fig. 5.2. *Formele de undă ale semnalului modulator şi semnalului modulat în frecvență.*

Indicele (gradul) de modulație în frecvență $\beta = \dfrac{\Delta\omega}{\omega_0} = \dfrac{k_f \cdot a}{\omega_0}$ măsoară de câte ori este mai mare deplasarea maximă de frecvență față de cea mai mare frecvență din spectrul semnalului modulator, ω_0.

Deoarece modulațiile unghiulare sunt neliniare, este mai dificilă analiza lor pe cazul general, cu semnal modulator de formă arbitrară şi se consideră în continuare un semnal modulator rectangular. O asemenea modulație de frecvență va avea doar 2 nivele distincte ale frecvenței instantanee, asociate nivelelor logice “0” şi “1” din semnalului digital, purtând numele de *FSK = "Frecvency Shift Keying"*. Semnalul FSK poate fi privit ca suma a două semnale modulate total în amplitudine (ASK), unul utilizând o purtătoare de frecvență $\omega_1 = \omega_p + \Delta\omega$ şi semnalul modulator digital original, iar celălalt utilizând o purtătoare de frecvență $\omega_2 = \omega_p - \Delta\omega$ şi semnalul modulator digital complementar (inversat).

5.1.3. Spectrul semnalului FSK

Dacă semnalul modulator are forma dreptunghiulară (modulația FSK), faza inițială se obține prin integrarea relației: $\frac{d\Phi(t)}{dt} = \omega_i(t) - \omega_p = \pm\Delta\omega = \pm\beta \cdot \omega_0$ şi este o funcție periodică de formă triunghiulară. După introducerea rezultatului în relația (5.1.), se obține, prin descompunerea semnalului modulat *s(t)* în serie Fourier armonică (SFA), suma de armonici cu frecvențe $(\omega_p + n\cdot\omega_0)$ şi amplitudini C_n din care este alcătuit spectrul semnalului FSK:

$$\begin{cases} s(t) = A_p \cdot \sum_{n=-\infty}^{+\infty} C_n \cdot \cos\left((\omega_p + n\cdot\omega_0)\cdot t\right) \\ C_n = \frac{\beta}{\beta + n} \cdot \frac{\sin\left((\beta - n)\cdot\frac{\pi}{2}\right)}{(\beta - n)\cdot\frac{\pi}{2}} \end{cases} \qquad (5.4.)$$

După cum se observă din diagrama spectrală următoare (fig. 5.3.), semnalul FSK este format din două spectre de modulație în amplitudine cu semnal digital (ASK), fiecare cu cele două benzi laterale corespunzătoare, având frecvențele purtătoare: $\omega_1 = \omega_p + \Delta\omega$ şi $\omega_2 = \omega_p - \Delta\omega$, adică cele două frecvențe obținute prin deviația frecvenței instantanee a purtătoarei ω_p.

În mod normal, deviația $\Delta\omega$ trebuie să fie suficient de largă pentru a cuprinde în acest interval numărul de armonice ale semnalului dretunghiular care se transmit,

fără suprapunerea benzii laterale superioare din spectrul ASK-2 cu banda laterală inferioară din spectrul ASK-1. Această condiție se traduce asupra alegerii indicelui de modulație β la o valoare supraunitară suficient de mare. Dacă este îndeplinită, semnalul FSK va avea practic 4 benzi laterale provenite prin translațiile spectrului semnalului modulator din banda de bază în jurul celor două purtătoare.

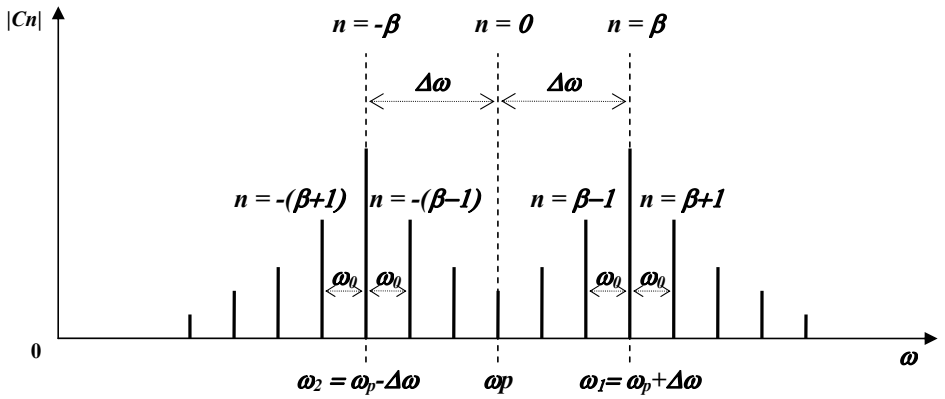


Fig. 5.3. *Spectrul de linii al semnalului FSK, alcătuit din două spectre ASK.*

Spectrul obținut este mai complex decât la modulația de amplitudine, având o lățime de bandă dată de dublul deviației de frecvență impuse, la care se adaugă de 2 ori lățimea de bandă a semnalului modulator din banda de bază *(regula lui Carson)*. Din figura 5.3. reiese că, dacă se doreşte transmiterea numai a fundamentalei semnalului dreptunghiular sau se consideră lățimea de bandă totală a semnalului modulator ca fiind egală cu ω_0, lățimea de bandă a semnalului FSK devine:

$$B = 2 \cdot (\Delta\omega + \omega_0) = 2 \cdot (\beta + 1) \cdot \omega_0 \qquad (5.5.)$$

Dacă deviația în frecvență a purtătoarei este mult mai mare decât frecvența maximă a semnalului modulator, lățimea de bandă se poate considera ca fiind dublul deviației de frecvență: $\Delta\omega >> \omega_0 \Rightarrow B \cong 2 \cdot \Delta\omega = 2 \cdot \beta \cdot \omega_0$.

Frecvența minimă a purtătoarei care se poate modula în frecvență se determină tot prin respectarea teoremei eşantionării, dar pe purtătoarea inferioară ω_2, adică purtătoarea FSK ω_p din care se scade deviația de frecvență, rezultatul trebuind să fie de cel puțin 2 ori mai mare decât cea mai mare frecvență din spectrul semnalului modulator: $\omega_2 \geq 2 \cdot \omega_0 \Rightarrow \omega_p \geq 2 \cdot \omega_0 + \Delta\omega$.

5.1.4. Generarea semnalului MF

Generarea semnalului MF (respectiv în particular – FSK) se realizează de obicei prin metode directe, utilizând un oscilator sinusoidal care poate fi comandat în tensiune (OCT) de către semnalul modulator. Acest tip de oscilator conține un element de circuit ce determină frecvența de oscilație şi care îşi schimbă parametrii în funcție de tensiunea semnalului modulator [14].

De cele mai multe ori acest element de circuit este o diodă la care sensibilitatea de variație a capacității de barieră odată cu tensiunea inversă de polarizare este accentuată prin procesul de fabricație, numită *diodă varicap*. Semnalul modulator se aplică drept tensiune inversă de polarizare, care variază capacitatea diodei montate pe post de condensator în circuitul oscilant LC al oscilatorului, modificând astfel frecvența de oscilație. Sensibilitatea globală a frecvenței oscilatorului la variațiile tensiunii de comandă este chiar constanta k_f a modulației MF din relația (5.3.).

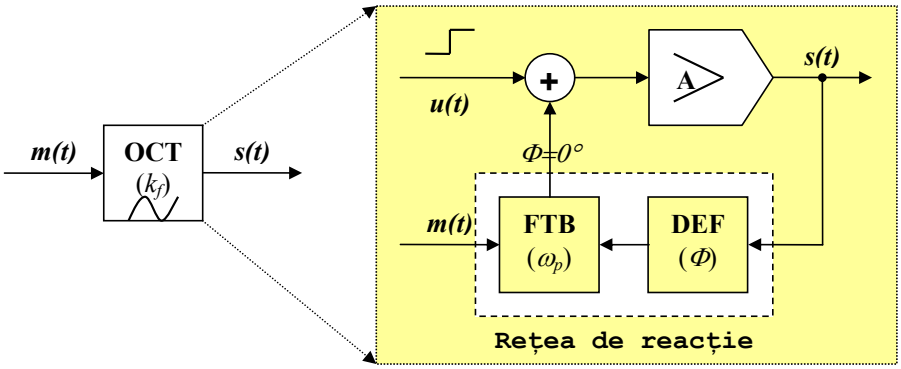


Fig. 5.4. *Simbolul şi schema-bloc a OCT considerat ca sistem automat cu reacție pozitivă.*

Mai detaliat, un oscilator sinusoidal poate fi considerat un sistem automat cu reacție pozitivă (fig. 5.4.), care conține un amplificator *A* şi o rețea de reacție selectivă de frecvență ce asigură un defazaj nul al semnalului de reacție aplicat la intrarea amplificatorului doar pentru o anumită frecvență ω_p. Semnalul *u(t)* de la

intrarea sistemului este de fapt o perturbație inițială ce conține componente pe frecvența ω_p şi care se anulează ulterior, cum ar fi semnalul treaptă din momentul conectării tensiunii de alimentare. Această perturbație inițială va fi amplificată suficient pentru a compensa pierderile din sistem şi aplicată din nou la intrarea amplificatorului (cu defazaj nul) va asigura automenținerea oscilației [15].

Amplificarea globală a sistemului cu reacție pozitivă trebuie să fie uşor supraunitară pentru a compensa pierderile, dar foarte apropiată de unu, pentru a nu satura amplificatorul prin creşterea necontenită a amplitudinii semnalului. Un sistem saturat ar genera o oscilație dreptunghiulară şi nu una sinusoidală.

Rețeaua de reacție pozitivă se realizează de obicei printr-un filtru trece bandă FTB cu frecvența de trecere ω_p şi un defazor DEF care asigură compensarea defazajului introdus de amplificator. Pentru a realiza un OCT, tensiunea de comandă *m(t)* acționează asupra frecvenței de trecere a filtrului FTB, modificând astfel frecvența oscilației.

5.1.5. Demodularea semnalului MF

Tehnica modernă utilizată la demodularea semnalului modulat în frecvență se bazează pe bucla cu calare de fază *(PLL = "Phase Locked Loop")* [10], [13], [16]. Bucla PLL este de fapt un sistem automat cu reacție, alcătuit dintr-un oscilator comandat în tensiune OCT, un comparator de fază CF realizat de obicei cu multiplicator şi un filtru trece-jos FTJ (fig. 5.5.).

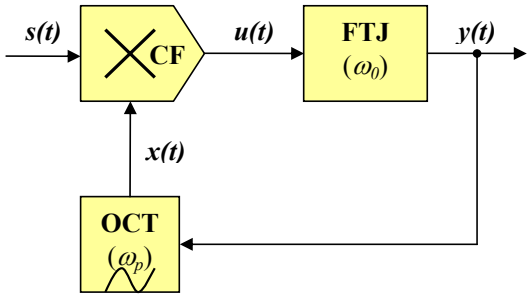


Fig. 5.5. *Schema-bloc a sistemului automat de reglare a fazei în buclă PLL.*

Comparatorul de fază furnizează un semnal proporțional cu diferența de fază dintre semnalul de la intrare şi semnalul generat local cu oscilatorul comandat în

tensiune. Acest semnal generat de CF este apoi filtrat cu filtrul trece-jos şi folosit ca semnal de eroare pentru a ajusta frecvența OCT (şi respectiv faza = integrala frecvenței), în sensul reducerii la minim a defazajului şi anulării semnalului de eroare.

Circuitul OCT este acordat să oscileze pe frecvența purtătoare ω_p în lipsa tensiunii de comandă (semnal de eroare nul). Atunci când bucla PLL reuşeşte să se stabilizeze pe urmărirea unei anumite faze a semnalului de intrare, semnalul de eroare este de fapt o estimare corectă a semnalului modulator.

Pentru a obține o informație de sincronizare cu semn (eroare atât pozitivă cât şi negativă), semnalul OCT este defazat în cuadratură față de semnalul de intrare fără modulație. În caz contrar s-ar obține o funcție de eroare de tip cosinus, fără informație despre sensul erorii [2]:

$s(t) = A_p \cdot \cos\left(\omega_p \cdot t + \Phi(t)\right)$ = semnalul modulat MF de intrare;

$x(t) = A_l \cdot \cos\left(\omega_p \cdot t + \theta(t) - \frac{\pi}{2}\right) = A_l \cdot \sin\left(\omega_p \cdot t + \theta(t)\right)$ = semnalul generat local de OCT.

Semnalul de eroare se obține prin multiplicare şi filtrare trece-jos cu frecvența de tăiere ω_0: (5.6.)

$$u(t) = A_p \cdot A_l \cdot \cos\left(\omega_p \cdot t + \Phi(t)\right) \cdot \sin\left(\omega_p \cdot t + \theta(t)\right) \Rightarrow y(t) =$$

$$= \frac{A_p \cdot A_l}{2} \cdot \left[\sin\left(\Phi(t) - \theta(t)\right) + \cancel{\sin\left(2 \cdot \omega_p \cdot t + \Phi(t) + \theta(t)\right)}\right] = \frac{A_p \cdot A_l}{2} \cdot \sin\left(\Phi(t) - \theta(t)\right)$$

Pentru valori foarte mici, funcția sinus poate fi considerată liniară (*sin x = x* în jurul originii) şi rezultă, după derivarea relației (5.6.) liniarizate, viteza de variație a erorii:

$$\frac{dy(t)}{dt} = \frac{A_p \cdot A_l}{2} \cdot \left[\frac{d\Phi(t)}{dt} - \frac{d\theta(t)}{dt}\right] \qquad (5.7.)$$

În ultima relație (5.7.), viteza de variație a fazei semnalului de intrare este chiar semnalul modulator: $\frac{d\Phi(t)}{dt} = k_f \cdot m(t)$, iar: $\frac{d\theta(t)}{dt} = k_l \cdot y(t)$, deoarece oscilatorul comandat în tensiune este de fapt tot un modulator de frecvență, modulat de această dată cu semnalul de eroare *y(t)*. Înlocuind în (5.7.), se obține ecuația diferențială care descrie evoluția buclei PLL în timp:

$$\frac{dy(t)}{dt} = \frac{A_p \cdot A_l}{2} \cdot \left[k_f \cdot m(t) - k_l \cdot y(t)\right] \qquad (5.8.)$$

După ce bucla se stabilizează, ajungând în regim permanent, viteza de variație a tensiunii de eroare este nulă, deoarece semnalul *y(t)* variază lent în timp şi poate fi considerat constant în intervalul de timp comparabil cu perioada purtătoarei de frecvență ω_p. În aceste condiții, semnalul de eroare de la recepție este proporțional cu semnalul modulator de la transmisie, obținându-se demodularea de frecvență:

$$k_f \cdot m(t) - k_l \cdot y(t) = 0 \Rightarrow y(t) = \frac{k_f}{k_l} \cdot m(t) \qquad (5.9.)$$

Deoarece filtrul trece-jos din componența buclei afectează şi rapiditatea cu care bucla se stabilizează pe urmărirea fazei semnalului de intrare, se preferă utilizarea unui filtru cu o frecvență de tăiere mai mare decât ω_0, care permite buclei să acționeze mai rapid şi filtrarea separată a semnalului demodulat *y(t)* cu un filtru trece-jos cu frecvența de tăiere exact ω_0, dar care nu face parte din reacția buclei.

5.2. Experimente de laborator

Studiul experimental al modulației de frecvență MF cu diverse forme de undă modulatoare se poate realiza cu ajutorul plăcii educaționale "*Modulation and Coding Workboard*", prin realizarea montajului din figura 5.6. [17], [18], [19].

Modulația MF se generează cu oscilatorul "*Carrier Source*" comandat în tensiune prin intrarea *"Δf"* de către semnalul modulator din generatorul de funcții "*Function Generator*".

Pentru demodulare, se recurge la construirea unei bucle PLL din blocuri funcționale elementare, cu scopul de a se putea înțelege mai bine structura şi funcționarea acesteia prin urmărirea semnalelor interne. Reglajul buclei pentru a intra în interiorul intervalului de captură (zona de urmărire automată a fazei semnalului de intrare), se poate face prin ajustarea mărimii unei componente continue adăugate semnalului de eroare după filtrul trece-jos, în blocul "*Buffer Invert*". Această tensiune continuă deplasează frecvența oscilatorului local cu o anumită valoare constantă, până se obține calarea (sincronizarea automată a buclei).

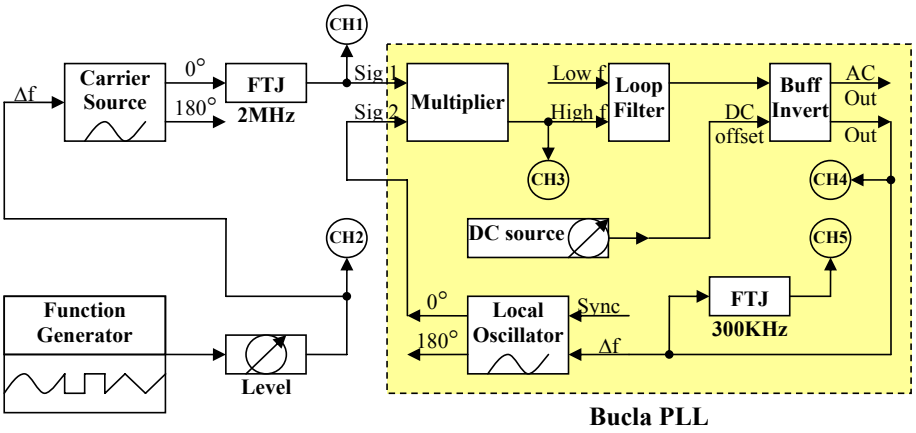


Fig. 5.6. *Studiul experimental al semnalelor MF generate cu OCT şi demodulate cu PLL.*

<u>La realizarea experimentului se procedează în felul următor:</u>

– Se deschide aplicația Windows "*Modulation and Coding Principles*", apoi lecția "*Frequency Modulation*", în care se alege experimentul "*Practical 3*" şi se realizează conexiunile necesare conform schemei bloc din figura 5.6.

– Se deschide frecvențmetrul virtual şi se reglează cu ajutorul lui generatorul de funcții astfel încât să producă un semnal modulator sinusoidal cu frecvența de aproximativ *8 KHz* în gama *"Fast"*. Folosind voltmetrul virtual, se ajustează apoi amplitudinea semnalului modulator din blocul "*Level*" până ce devine în jur de *0.2 V* vârf-la-vârf.

– Se dezactivează sincronizarea bazei de timp a osciloscopului virtual cu canalul 2 (semnalul modulator) prin deselectarea opțiunii *"Y2 Trig"*, aceasta devenind astfel sincronizată cu canalul 1 (semnalul MF). Se urmăreşte pe ecran variația treptată a frecvenței semnalului MF, de parcă forma sa de undă s-ar dilata şi contracta în timp. Pentru un semnal modulator de formă dreptunghiulară, variația are loc brusc, în salturi.

– Se vizualizează pe ecranul analizorului spectral virtual componentele spectrale ale semnalului modulat în frecvență, cu cele două frecvențe ω_1 şi ω_2 rezultate din deviația maximă în frecvență a purtătoarei. Prin modificarea uşoară a

frecvenței semnalului modulator, componentele dintre aceste frecvențe se desfăşoară distinct sau se suprapun, datorită modificării indicelui β.

– Se mută sonda de vizualizare de la ieşirea OCT la ieşirea multiplicatorului din componența buclei PLL (în punctul 3 de achiziție). Dacă forma de undă este instabilă, se ajustează tensiunea continuă care controlează OCT-ul din buclă până aceasta se calează pe urmărirea fazei semnalului MF. În această situație, semnalul de la ieşirea multiplicatorului are forma semnalului modulator peste care se suprapune o componentă de frecvență dublă față de cea a purtătoarei (conform relației 5.6.).

– Se mută sonda de vizualizare la ieşirea din filtrul trece-jos al buclei PLL (punctul 4 de achiziție), observând reducerea semnificativă a componentelor de înaltă frecvență. Nu se obține însă eliminarea lor completă, prezența lor remanentă în spectru putând fi observată cu ajutorul analizorului spectral. Abia după filtrul FTJ de post-detecție se obține semnalul curat care urmăreşte întocmai forma semnalului modulator.

– Se măreşte amplitudinea semnalului modulator şi se observă că, dacă deviația frecvenței OCT de la modulator este prea mare, bucla PLL nu mai poate urmări modificarea fazei şi se desincronizează. Semnalul demodulat începe să se turtească şi să facă întoarceri instabile la vârfurile cu maxim de deviație. Dacă deviația de frecvență la modulator a fost prea mare, bucla se dez-calează complet şi trebuie adusă în banda de captură a fazei, ajustând din nou tensiunea continuă de control a frecvenței oscilatorului intern.

– Modificând frecvența semnalului modulator sinusoidal, se remarcă micşorarea până la dispariție a amplitudinii semnalului demodulat. Acest efect apare când frecvența semnalului modulator a depăşit frecvența de tăiere a filtrului trece-jos din componența buclei PLL.

– Se trece genenatorul de funcții pe forma de undă dreptunghiulară. Semnalul obținut din demodulator începe să capete formă dreptunghiulară numai atunci când se reduce semnificativ frecvența generatorului de funcții, astfel încât să treacă şi o parte din armonicile superioare prin filtrul trece-jos al buclei PLL.

Experiment de transmisie radio:

Utilizând un oscilator controlat în tensiune cu diodă varicap care generează semnal MF în gama de frecvențe *88-108 MHz* şi un radioreceptor *UUS = Unde Ultra Scurte*, se poate experimenta transmisia prin unde radio a unui semnal cu formă de undă oarecare, obținut de la un generator de audio-frecvență [14]. Acest experiment este util atât pentru demonstrarea transmisiei prin unde radio cât şi la înțetegerea funcționării unei scheme electronice detaliate de OCT.

Oscilatorul construit după schema din figura 5.7. conține un amplificator realizat cu tranzistorul T1, polarizat în curent continuu după o configurație clasică cu 4 rezistoare: R2, R3, R4, R5. Trebuie amintit că semnalul de pe bază amplificat se obține cu defazaj de $180°$ în colector şi cu defazaj de $0°$ în emitorul tranzistorului. Din acest motiv, dacă semnalul de reacție pozitivă se preia din emitorul tranzistorului, nu mai este necesar un etaj defazor suplimentar. Pentru a realiza un nivel convenabil de reacție pozitivă, fără saturarea amplificatorului, se preia numai o parte din semnalul din emitor şi se aplică la intrare (pe bază) prin condensatorul de reacție C2, iar restul se scurge la masă prin condensatorul C3.

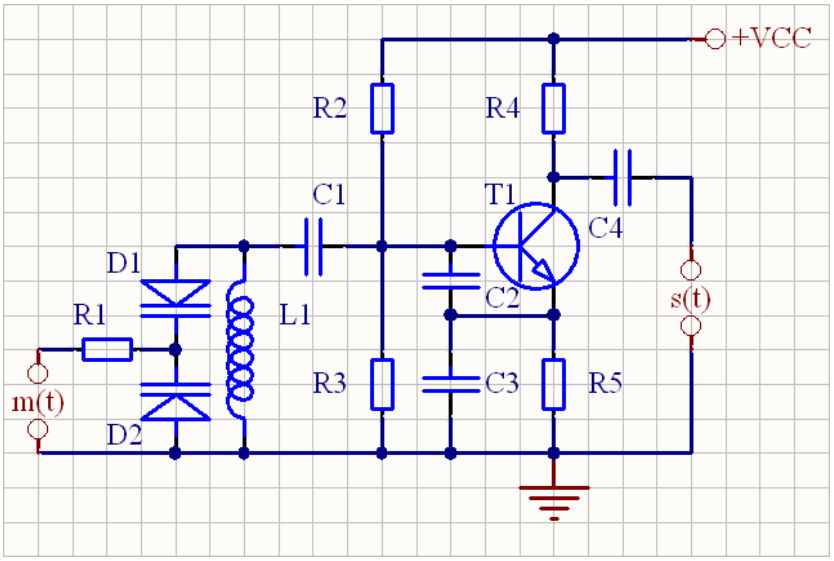


Fig. 5.7. *Schema electronică detaliată a unui OCT.*

Reacția este acordată pe o anumită frecvență de către filtrul trece bandă cu circuit oscilant LC paralel, realizat prin inductanța L1 şi diodele varicap D1 şi D2, montate în serie drept capacități variabile comandate în tensiune de semnalul modulator. Circuitul oscilant va avea impedanța maximă pe frecvența de rezonanță ω_p, semnalele din sistem cu altă frecvență fiind conduse la masă.

Condensatoarele de cuplaj C1 şi C4 realizează separarea semnalului alternativ de componenta continuă necesară polarizării tranzistorului. Circuitul oscilant se cuplează prin C1, iar semnalul de ieşire modulat în frecvență se preia din colector, prin C4.

– Se vor aplica (prin rezistorul R1) diverse forme de undă modulatoare cu *componentă continuă pozitivă*, astfel încât diodele varicap să rămână mereu polarizate invers (blocate), pentru a putea funcționa drept capacități variabile comandate în tensiune.

5.3. Întrebări de verificare a cunoştintelor

(1.) Când are loc trecerea prin zero a formelor de undă pentru semnalele modulate exponențial? Care sunt avantajele modulațiilor exponențiale?

(2.) Cum se poate transforma un modulator MF într-un modulator MP şi un demodulator MP într-un demodulator MF?

(3.) Cum arată forma de undă şi spectrul MF pentru semnal modulator digital? Cum poate fi descompus semnalul FSK?

(4.) Câte benzi laterale are semnalul FSK? După ce formă de undă variază faza inițială la un semnal modulat FSK?

(5.) Care este lățimea de bandă a unui semnal MF după regula lui Carson? Dar dacă deviația în frecvență este foarte mare?

(6.) Care este schema bloc a unui oscilator sinusoidal? Cum se poate modifica frecvența sa de oscilație pentru generarea unui semnal MF?

(7.) Ce este dioda varicap şi la ce foloseşte ea? Ce parametru variază la această diodă, ca funcție de care mărime aplicată şi din ce cauză?

(8.) Care este schema bloc a buclei PLL şi cum funcționează ea? Cum se poate realiza demodularea MF cu ajutorul buclei PLL?

(9.) Cum se poate implementa comparatorul de fază al buclei PLL analogice? Ce componente spectrale rezultă la ieşirea acestuia? Dar după filtrul trece-jos al buclei?

(10.) Ce se întâmplă cu semnalul demodulat când deviația de frecvență este prea mare şi de ce? Care bloc din componeța buclei PLL determină frecvența maximă a semnalului demodulat?

(11.) De unde se preia semnalul de reacție la OCT cu tranzistor astfel încât aceasta să fie pozitivă? Cum trebuie polarizate diodele varicap pentru o funcționare corectă?

6. Modulația de fază

6.1. Considerații teoretice

6.1.1. Modulația de fază absolută şi diferențială

Modulația de fază este o modulație exponențială (unghiulară) în care amplitudinea purtătoarei se menține constantă, informația de transmis fiind preluată de faza sa inițială, ce va fi variată de către semnalul modulator prin intermediul unui coeficient de proporționalitate constant (k_p = sensibilitatea modulatorului MP).

Expresia matematică a unui semnal modulat exponențial în fază este dată de relațiile:

$$s(t) = A_p \cdot \cos\big(\varphi(t)\big) = A_p \cdot \cos\big(\omega_p \cdot t + \Phi(t)\big)$$
$$\Phi(t) = k_p \cdot m(t) \Rightarrow s(t) = A_p \cdot \cos\big(\omega_p \cdot t + k_p \cdot m(t)\big) \qquad (6.1.)$$

unde: A_p = amplitudinea constantă, ω_p = frecvența unghiulară, $\Phi(t)$ = faza inițială.

Deoarece faza este integrala frecvenței, sub aspectul formei de undă este dificil să se facă o diferențiere clară între MF şi MP dacă semnalul modulator are variații lente de amplitudine. De exemplu, în cazul semnalului modulator sinusoidal, atât faza cât şi frecvența vor varia după aceeaşi formă matematică de tip sinusoidal (integrala unui sinus este un cosinus, adică un sinus întârziat). Dacă însă semnalul modulator are variații bruşte de amplitudine (cazul semnalului dreptunghiular), deosebirea devine evidentă, deoarece la MP apar salturi de fază ale purtătoarei, iar frecvența instantanee rămâne constantă. Modulația de fază cu semnal digital se numeşte *PSK* = *"Phase Shift Keying"* [2], [9], [10], [11], [12].

Spre deosebire de amplitudine şi frecvență, care sunt mărimi absolute, faza este o mărime relativă, pentru definirea ei fiind necesară o referință. În funcție de modul de alegere al acestei referințe de fază, există două tipuri de modulație PSK:

– *Modulația de fază absolută (cu fază coerentă)*, când referința de fază este purtătoarea inițială nemodulată. Între biții consecutivi cu aceeaşi valoare logică nu apar modificări de fază, iar la recepție este necesară refacerea purtătoarei.

– *Modulația de fază diferențială (cu fază relativă)*, când referința de fază este purtătoarea nemodulată din intervalul anterior de semnalizare, adică imediat înaintea modificării survenite în semnalul modulat, şi nu cea din momentul inițial. În acest caz, apar salturi de fază şi între biții cu aceleaşi valori logice, salturi care pot fi utilizare la sincronizarea ceasului receptorului. La recepție este necesară doar determinarea deplasării relative de fază față de celula de semnalizare anterioară, fără refacerea purtătoarei.

6.1.2. Modulația binară de fază (BPSK)

Modulația de fază cu semnal modulator digital asociază câte o fază (dacă este absolută) sau un salt de fază (dacă este diferențială) pentru fiecare grup de biți din fluxul de date ce trebuie transmis, în aşa fel încât să se obțină o distribuție uniformă a unghiurilor, egal distanțate între ele pe cercul trigonometric, pentru creşterea imunității la perturbații. Cazul cel mai simplu rezultă atunci când biții nu sunt grupați împreună, asociindu-se câte o fază sau un salt de fază fiecărui bit în parte, în funcție de valoarea sa logică. Acest tip de modulație PSK se numeşte *BPSK = "Binary Phase Shift Keying"*.

Dacă se utilizează în varianta absolută, modulația BPSK asociază valorilor logice "1" şi "0" ale fiecărui bit două faze inițiale opuse: *bit "1"* => $\Phi(t)=0°$ şi *bit "0"* => $\Phi(t)=180°$. Considerând ca referință de fază purtătoarea nemodulată cu faza inițială $\Phi=90°$, rezultă o deviație de fază sub influența semnalului modulator cu valoarea $\Delta\Phi=90°$ şi semnul plus pentru bitul "0", respectiv minus pentru bitul "1". Forma de undă a semnalului modulat în acest fel care rezultă la transmisia şirului de biți *"1101100101"* este prezentată în figura 6.1.

Se remarcă prezența salturilor de fază de 180° care apar la schimbarea valorii logice transmise pe linie, producând întoarcerea în oglindă a semnalului la trecerea prin zero a purtătoarei nemodulate. Deoarece modulația este absolută, nu apar modificări în faza semnalului modulat pentru biți consecutivi cu aceeaşi valoare logică. Dacă ar fi fost modulație diferențială, deviația de fază $\Delta\Phi=90°$ s-ar fi considerat față de faza bitului anterior şi nu față de faza purtătoarei nemodulate şi ar fi produs doar salturi de fază de 90° între toți biții consecutivi, cu semnul plus sau minus, în funcție de valoarea acestora.

Este important de remarcat că forma de undă cu întoarcere prezentată apare doar dacă trecerile prin zero ale purtătoarei sunt cumva sincronizate cu momentele de schimbare a biților semnalului modulator digital. În caz contrar salturile de fază pot apărea în orice punct de pe forma de undă a purtătoarei şi nu produc neapărat întoarceri, ci doar variații bruşte de 180° ale fazei.

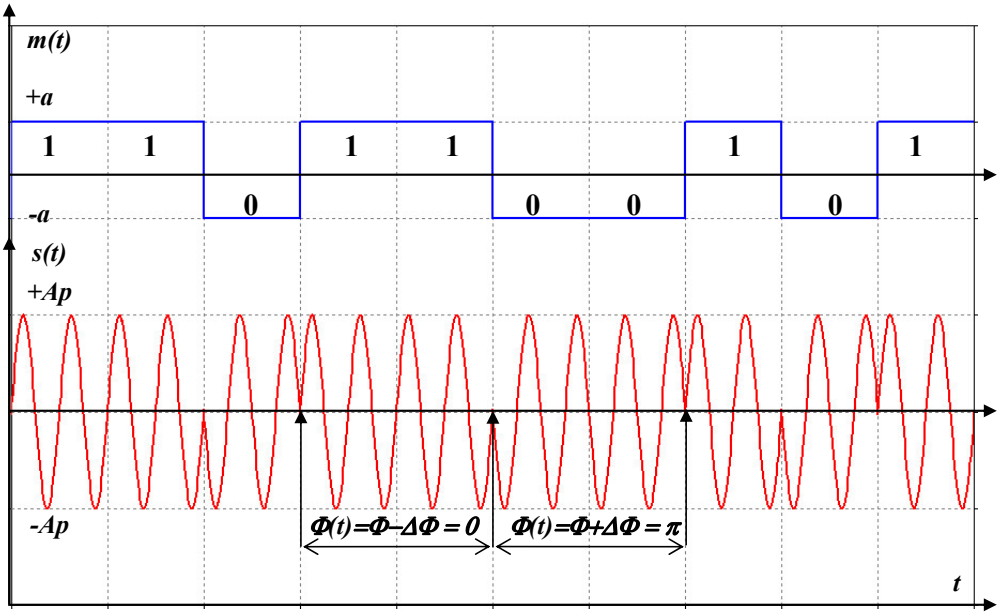


Fig. 6.1. *Formele de undă ale semnalului modulator şi semnalului BPSK absolut.*

În modulația de fază, deplasarea maximă a fazei inițiale față de cea a purtătoarei este proporțională cu amplitudinea semnalului modulator $m(t) = a \cdot m_0(t) \Rightarrow \Delta\Phi = k_p \cdot a$, unde: $m_0(t)$ = semnal modulator cu amplitudine unitară. *Indicele (gradul) de modulație în fază* măsoară tocmai cât de mare este această deviație de la faza purtătoarei nemodulate: $\beta_p = \Delta\Phi = k_p \cdot a$.

Spre deosebire de indicele de modulație în frecvență β, se observă că β_p nu depinde de frecvența maximă ω_0 din spectrul semnalului modulator. De asemenea, dacă la modulația de frecvență nu există o limită clară pentru deviația de frecvență (şi implicit pentru β), care poate fi oricât de mare, în cazul modulației de fază deviația de fază nu poate fi mai mare decât 180°, deci indicele de modulație $\beta_p \leq \pi$.

O deviație $+\Delta\Phi$ de până la +180° este considerată o anticipare a formei de undă în domeniul timp, iar o deviație $-\Delta\Phi$ de până la –180° este considerată o întârziere în timp a semnalului. O anticipare cu +270° ar reprezinta de fapt o întârziere cu –90° şi invers, deci deviația $\Delta\Phi$ nu poate fi mai mare de 180° în valoare absolută. De fapt, o deviație de fază mai mare de 360° devine o formă de modulație de frecvență, deoarece pentru a o realiza ar fi necesară creşterea frecvenței instantanee pentru un timp mai lung decât o perioadă, deci o modulație MF.

Semnalul BPSK mai poate fi privit şi ca suma a două semnale modulate total în amplitudine (ASK), unul utilizând o purtătoare cu faza inițială $\Phi_1 = \Phi - \Delta\Phi$ şi semnalul modulator digital original, iar celălalt utilizând o purtătoare cu faza inițială $\Phi_2 = \Phi + \Delta\Phi$ şi semnalul modulator digital complementar (inversat).

6.1.3. Spectrul semnalului BPSK

Considerând cazul modulației de fază cu semnal dreptunghiular de perioadă T_0 şi explicitând $\Phi(t)$ în relația 6.1. rezultă următoarea expresie matematică pentru semnalul modulat: (6.2.)

$$s(t) = A_p \cdot \cos\left(\omega_p \cdot t + \Phi(t)\right) = \begin{cases} A_p \cdot \cos\left(\omega_p \cdot t + \Phi_1\right) = A_p \cdot \cos\left(\omega_p \cdot t\right), \text{pt. } t \in \left[0, \dfrac{T_0}{2}\right); \\ A_p \cdot \cos\left(\omega_p \cdot t + \Phi_2\right) = -A_p \cdot \cos\left(\omega_p \cdot t\right), \text{pt. } t \in \left[\dfrac{T_0}{2}, T_0\right); \end{cases}$$

Un astfel de semnal periodic $s(t)$ poate fi descompus în serie Fourier armonică (SFA), obținându-se suma de armonici cu frecvențe $(\omega_p + n \cdot \omega_0)$ şi amplitudini C_n din care este alcătuit spectrul semnalului BPSK:

$$\begin{cases} s(t) = A_p \cdot \sum_{n=-\infty}^{+\infty} C_n \cdot \cos\left(\left(\omega_p + n \cdot \omega_0\right) \cdot t\right) \\ C_n = \dfrac{\sin\left(\dfrac{n\pi}{2}\right)}{\dfrac{n\pi}{2}} = \begin{cases} 0, \text{pt. } n = \text{par}; \\ \dfrac{2}{n\pi}, \text{pt. } n = \text{impar}; \end{cases} \end{cases} \quad (6.3.)$$

Spectrul semnalului BPSK se obține prin translația semnalului modulator din banda de bază în jurul purtătoarei (translație specifică tuturor proceselor de

modulație), fiind acelaşi cu spectrul modulației ASK, dar fără componentă pe frecvența purtătoarei (fig. 6.2.).

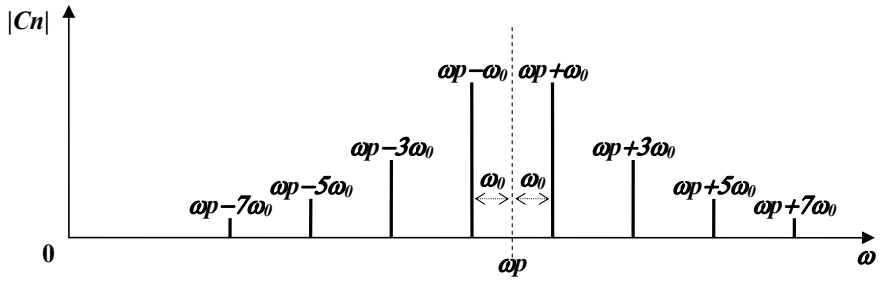


Fig. 6.2. *Spectrul de linii al semnalului BPSK, identic cu spectrul ASK-PS.*

Rezultatul conduce la ideea că o modulație în amplitudine cu semnal digital şi putătoare suprimată (de tip ASK-PS) nu este altceva decât o modulație BPSK. Acest lucru este evident dacă se consideră că pentru obținerea oricărui tip de modulație de amplitudine cu purtătoarea suprimată (MA-PS), semnalul modulator nu trebuie să aibă componentă continuă şi nici nu se adaugă din exterior o tensiune continuă în procesul de modulare. La semnalul MA-PS apar salturi de fază de 180° în momentele când semnalul modulator trece prin zero, schimbându-şi polaritatea, deoarece se schimbă semnul (deci faza) purtătoarei cu care este multiplicat la modulare.

Dacă semnalul modulator este digital şi cu forma de undă bipolară simetrică, el nu va avea decât două niveluri de tensiune *a* şi *–a*, identice în valoare absolută dar cu semne contrare, care alternează brusc, fară variații intermediare şi nu va mai produce modulația amplitudinii purtătoarei, schimbându-i doar faza cu 180°. În concluzie, în loc de o modulație ASK-PS, se obține de fapt o modulație BPSK.

Banda de frecvențe ocupată de semnalul BPSK este determinată de prezența celor două benzi laterale, ca şi la modulația ASK, fiind dublul lățimii de bandă a semnalului modulator din banda de bază. Dacă se doreşte transmiterea numai a fundamentalei semnalului dreptunghiular, sau se consideră lățimea de bandă totală a semnalului modulator ca fiind egală cu ω_0, lățimea de bandă a modulației BPSK este: $B = 2\omega_0$. Tot ca şi la modulația de amplitudine, frecvența minimă a purtătoarei care se poate modula în fază este stabilită de teorema eşantionării, trebuind să fie de cel puțin 2 ori mai mare decât cea mai mare frecvență din spectrul semnalului modulator,

pentru ca banda laterală inferioară să nu se suprapună peste spectrul original al semnalului în banda de bază: $\omega_p \geq 2\omega_0$.

6.1.4. Modulația cuaternară de fază (QPSK)

În transmisia datelor, *rata (viteza) de transmisie a biților* R_b reprezintă numărul de biți transmişi într-o secundă pe canalul de comunicație şi se măsoară în *"bps"*. Această rată de bit este în general diferită de *rata de semnalizare* R_0, care reprezintă numărul de schimbări pe secundă în amplitudinea, frecvența sau faza semnalului transmis efectiv pe linie şi se măsoară în *"baud"*. Dacă valorii logice a fiecărui bit din fluxul de date i se asociază un nivel distinct de semnalizare (amplitudine, frecvență sau fază), atunci cele două rate sunt identice, aceasta fiind situația cel mai des întâlnită [4], [5].

Totuşi, dacă se asociază un singur nivel de semnalizare pentru M biți grupați împreună, se poate transmite mai multă informație binară per element de semnalizare şi rata de bit va fi de M ori mai mare decât rata de semnalizare: $R_b=M\cdot R_0$. În această situație, trebuie să existe un număr total de $N=2^M$ niveluri de semnalizare disponibile, pentru a putea codifica toate combinațiile binare relizabile cu cei M biți grupați împreună. În funcție de combinația existentă la un moment dat, se transmite numai unul din aceste niveluri de semnalizare pentru tot grupul de biți, obținând o rată de bit:

$$R_b = M \cdot R_0 = R_0 \cdot \log_2 N \qquad (6.4.)$$

Deoarece pe fiecare perioadă a semnalului modulator din banda de bază se transmit întotdeauna două elemente de semnalizare, rata de semnalizare este de 2 ori mai mare decât frecvența maximă din spectrul semnalului modulator, $R_0=2\cdot f_0$. Cum această frecvență maximă $\omega_0=2\pi\ f_0$ determină de fapt banda de frecvențe ocupată de semnal atât în banda de bază cât şi după modulație, rezultă că la aceeaşi rată de bit banda se reduce de M ori sau că se poate transmite cu o rată de bit de M ori mai mare pe aceeaşi lățime de bandă.

De exemplu, în cazul modulației de fază banda este: $B=2\cdot f_0=R_0$ şi se obține folosind relația (6.4.):

$$R_b = M \cdot B \Leftrightarrow B = \frac{R_b}{M} \qquad (6.5.)$$

În loc să se asocieze câte o fază distinctă fiecărui bit ca la modulația BPSK, în cazul modulației *QPSK = "Quadrature Phase Shift Keying"* se asociază câte o fază fiecărui grup de *M=2* biți. Se transmit câte doi biți în loc de unul singur în acelaşi interval de timp, folosind o singură fază şi se dublează astfel rata de bit pentru aceeaşi rată de semnalizare şi aceeaşi bandă de frecvențe a semnalului modulat. Sunt însă necesare *N=4* faze distincte, uniform distribuite pe cercul trigonometric (în cuadratură, adică cu unghiuri de 90° între ele), pentru a transmite toate valorile posibile ale grupurilor formate din câte 2 biți.

Pentru semnalele PSK se utilizează frecvent reprezentarea fazorială cu *constelații de faze (constelații de semnal)* care descriu amplitudinea şi faza, adică vârful vectrului rotitor al semnalului modulat, în punctele utilizate pentru codificarea biților. În cazul modulațiilor BPSK (cu 2 faze) şi QPSK (cu 4 faze), se obțin constelețiile de semnal din figura 6.3.

La modulația cu 4 faze (QPSK), şirul de biți de transmis se împarte în două secțiuni, una alcătuită din biții pari şi cealaltă din biții impari, formându-se două semnale modulatoare $m_1(t)$ şi $m_2(t)$, care sunt utilizate simultan pentru modularea purtătoarei. Se asociază astfel câte o fază sau un salt de fază unui grup de 2 biți consecutivi. În figura 6.4. este prezentată forma de undă a semnalului QPSK absolut rezultat prin modularea purtătoarei cu semnalele modulatoare obținute din secvența de biți *"00,01,10,01,11,11,10,00"*.

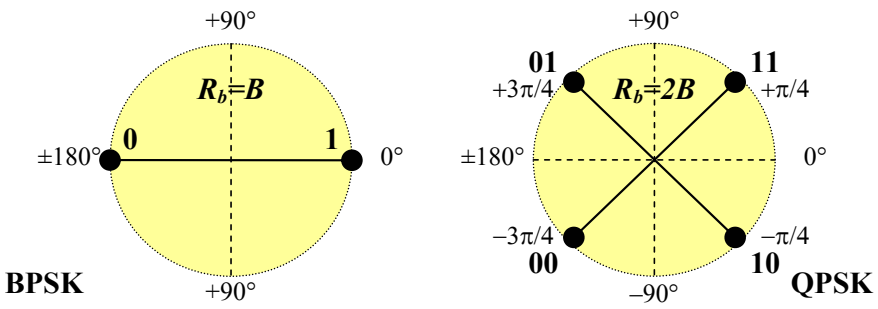


Fig. 6.3. *Constelațiile de faze pentru semnalele modulate BPSK şi QPSK.*

În figura 6.4. purtătoarea se consideră cu faza arbitrară şi sunt descrise doar salturile de fază care apar la schimbarea combinației binare a grupului de câte 2 biți.

Se observă că la transmisia secvenței de date considerate, faza purtătoarei se modifică în salturi, cu valorile: $\Delta\Phi$ ="-90°,180°,180°,-90°,0°,-90°,-90°".

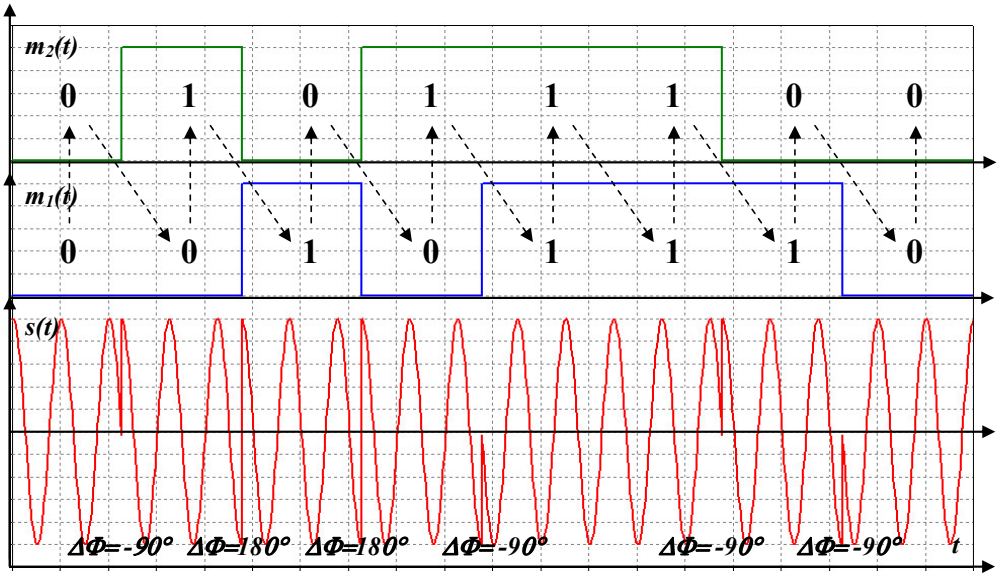


Fig. 6.4. *Formele de undă ale semnalelor modulatoare şi semnalului QPSK absolut.*

6.1.5. Generarea semnalelor modulate în fază

Generarea semnalelor MP (respectiv în particular – BPSK şi QPSK) se realizează prin descompunerea semnalului modulator considerat ca vector rotitor pe cercul trigonometric al fazelor în componentele sale cosinusoidală *I* (care variază pe orizontală, în fază) şi sinusoidală *Q* (care variază pe verticală, în cuadratură de fază):

$$m(t) \Rightarrow \begin{cases} I(t) = \cos\left(k_p \cdot m(t)\right) = \cos\left(k_p \cdot a \cdot m_0(t)\right) \\ Q(t) = \sin\left(k_p \cdot m(t)\right) = \sin\left(k_p \cdot a \cdot m_0(t)\right) \end{cases} \qquad (6.6.)$$

Coeficientul k_p prin care se ajustează amplitudinea semnalului modulator înaintea descompunerii sale va reprezenta în final tocmai sensibilitatea modulatorului de fază.

Cu componenta cosinusoidală *I* se modulează MA-PS un semnal purtător în fază cu purtătoarea originală, iar cu componenta sinusoidală *Q* se modulează MA-PS un semnal purtător în cuadratură de fază, obținut din defazarea cu 90° a purtătoarei

originale, conform relației (6.7.). Un astfel de modulator cu două multiplicatoare are denumirea de modulator *I-Q="In phase and Quadrature"*. (6.7.)

$$p(t) = A_p \cdot \cos(\omega_p \cdot t) \Rightarrow \begin{cases} s_I(t) = I(t) \cdot A_p \cdot \cos(\omega_p \cdot t) \\ s_Q(t) = Q(t) \cdot A_p \cdot \cos\left(\omega_p \cdot t + \frac{\pi}{2}\right) = Q(t) \cdot A_p \cdot \sin(\omega_p \cdot t) \end{cases}$$

Semnalele MA-PS rezultate la ieşirile acestui modulator sunt apoi sumate algebric pentru a forma semnalul MP. Semnalul modulat în amplitudine cu componenta *I* va avea semnul pozitiv iar cel modulat în amplitudine cu componenta *Q* va avea semnul negativ la intrarea în sumator. Prin înlocuirea (6.6.) în (6.7.) rezultă semnalul modulat în fază din relația (6.1.). Schema bloc a modulatorului care implementează modulația MP conform acestor operații este prezentată în figura 6.5.

$$\begin{aligned} s(t) &= s_I(t) - s_Q(t) = A_p \cdot \cos(\omega_p \cdot t) \cdot \cos(k_p \cdot m(t)) - \\ &- A_p \cdot \sin(\omega_p \cdot t) \cdot \sin(k_p \cdot m(t)) = A_p \cdot \cos(\omega_p \cdot t + k_p \cdot m(t)) \end{aligned} \quad (6.8.)$$

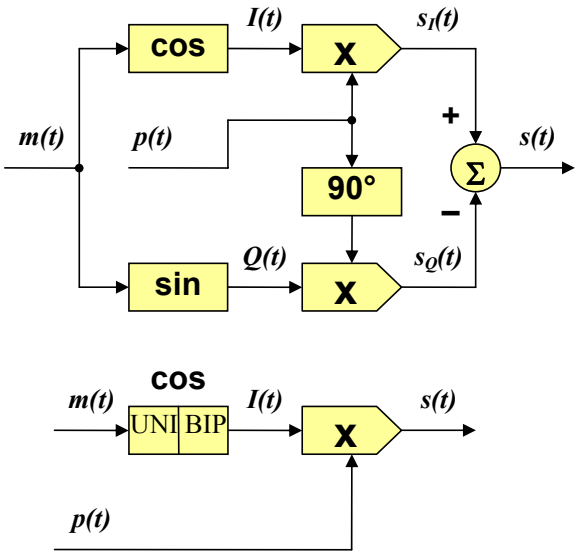


Fig. 6.5. *Schemele bloc de modulatoare MP pe caz general (sus) şi pentru BPSK (jos).*

În cazul general, pentru un semnal modulator analogic cu forma de undă arbitrară este dificilă implementarea unui modulator de fază conform schemei, deoarece necesită blocuri neliniare care să realizeze funcțiile cosinus şi sinus din

semnalul modulator, şi se preferă implementarea modulației de fază prin modulație de frecvență (conform fig. 5.1).

În cazul semnalului modulator digital, implementarea practică devine însă imediată, deoarece descompunerea în componente a semnalului modulator se face doar într-un număr finit de puncte. De exemplu, pentru obținerea modulației BPSK este suficientă descompunerea semnalului modulator în două puncte de pe constelația de fază (fig. 6.3.). Deoarece în aceste puncte componenta sinusoidală *Q* este nulă, nu mai este necesară multiplicarea cu purtătoarea în cuadratură şi nici sumarea, de unde rezultă schema bloc simplificată din figura 6.5. (jos).

Modulatorul BPSK este practic un modulator MA-PS acționat de un semnal modulator de tip bipolar simetric obținut prin conversia semnalului digital din forma unipolară originală. Această conversie realizează de fapt implementarea funcției cosinus în 2 puncte. Pentru un semnal digital *m(t) = "1" logic* $\Rightarrow$ *I(t) = 1* şi pentru *m(t) = "0" logic* $\Rightarrow$ *I(t) = –1*. Modulația QPSK se realizează conform schemei generale, prin implementarea funcțiilor cosinus şi sinus în 4 puncte.

6.1.6. Demodularea semnalului BPSK

Demodularea semnalelor cu modulație de fază se realizează printr-o prelucrare inversă a semnalelor față de cea de la modulare, adică două demodulări MA sincrone ale semnalului recepționat cu două purtătoare locale, în fază şi în cuadratură de fază față de cea utilizată la emisie. Pentru obținerea acestor purtătoare locale necesare la demodularea sincronă, care trebuie să aibă aceeaşi frecvență cu (şi defazaj constant față de) purtătoarea nemodulată de la emisie, se utilizează bucla PLL [10], [13], [16].

La demodularea de frecvență se alegea frecvența de tăiere a filtrului trece-jos din componența buclei PLL în aşa fel încât să permită trecerea frecvenței maxime din spectrul semnalului modulator şi bucla urmărea variațiile de frecvență a semnalului recepționat. La refacerea purtătoarei pentru demodularea MA sincronă (şi deci MP) se alege frecvența de tăiere a filtrului trece-jos din buclă mult mai mică decât frecvența maximă ω_0 din spectrul modulator.

În acest fel, bucla capătă o inerție suficient de mare ca să nu mai poată urmări variațiile de fază din semnalul modulat MP şi realizează o mediere a acestor variații.

Semnalul de eroare va fi proporțional cu media semnalului modulator care a generat modulația de fază şi oscilatorul local comandat în tensiune va avea o fază fixă, care diferă printr-o valoare constantă față de faza purtătoarei nemodulate utilizată la emisie.

Pentru demodularea semnalului BPSK este necesară o singură demodulare MA sincronă, realizată prin multiplicarea semnalului recepționat cu purtătoarea în fază față de cea de la emisie, urmată de conversia semnalului digital rezultat din forma bipolară în forma unipolară (fig. 6.6.).

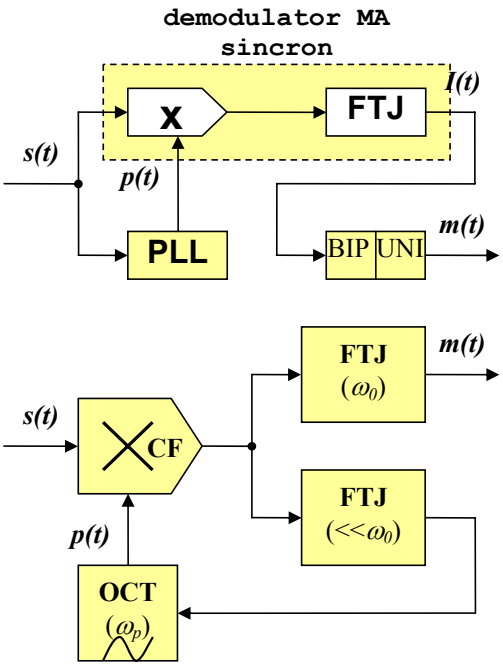


Fig. 6.6. *Demodularea BPSK*
cu multiplicator extern (sus) şi intern buclei PLL (jos).

Deoarece bucla PLL conține drept comparator de fază tocmai un multiplicator ce multiplică semnalul de intrare cu cel de la oscilatorul local care reface purtătoarea, adică exact multiplicatorul extern utilizat la demodularea MA sincronă, acesta din urmă nu mai este necesar. Se utilizează chiar multiplicatorul intern buclei, prin extragerea senmnalului de ieşire înainte de filtrul trece-jos şi nu după filtru, cum se făcea la demodularea de frecvență.

Schema de demodulare cu bucla PLL (fig. 6.6. – jos) poate fi utilizată şi la demodularea MP cu semnal modulator analogic, pentru că la ieşirea din comparatorul de fază, după filtrul trece-jos din afara buclei, se obține un semnal de eroare care variază treptat, proporțional cu diferența de fază dintre semnalul modulat MP şi purtătoarea recuperată, adică exact semnalul modulator. În concluzie, bucla PLL este un sistem foarte versatil, care poate realiza demodularea MA sincronă (deci inclusiv MA-PS), MF şi MP, prin alegerea adecvată a filtrului trece-jos şi punctului de extragere al semnalului din bulclă.

6.2. Experimente de laborator

Studiul experimental al modulației de fază MP pentru diverse forme de undă modulatoare se poate realiza cu ajutorul plăcii educaționale "*Modulation and Coding Workboard*", prin realizarea montajului din figura 6.7 [17], [18], [19].

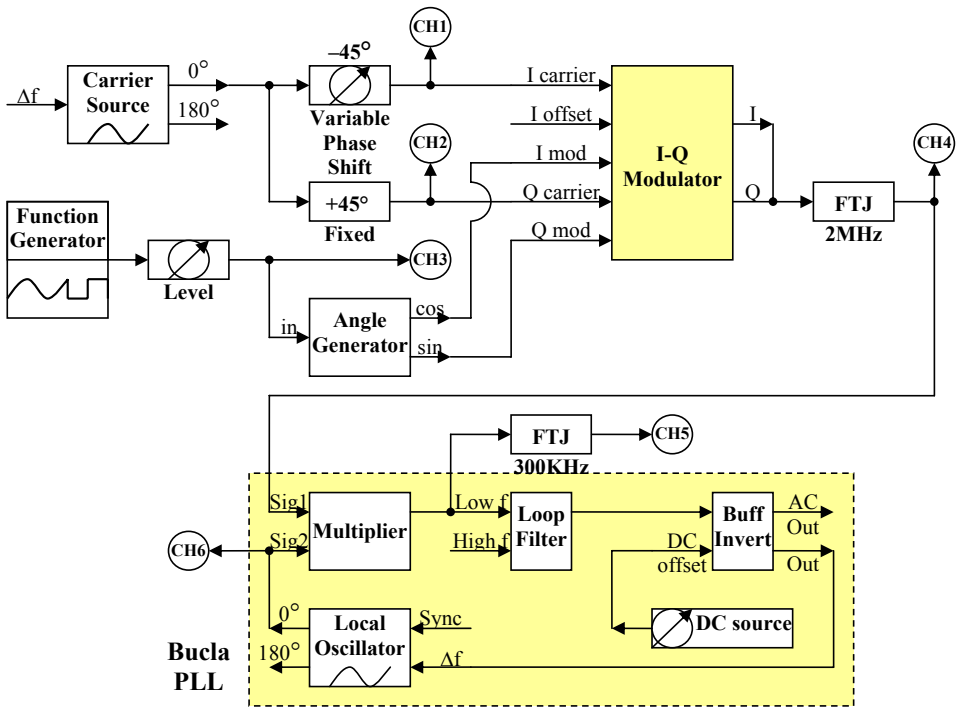


Fig. 6.7. *Studiul experimental al generării şi demodulării semnalelor MP.*

Semnalul de la generatorul de funcții este trecut mai întâi printr-un bloc neliniar analogic denumit *"Angle Generator"* pentru obținerea componentelor cosinus şi sinus cu care se modulează apoi două purtătoare în cuadratură, una defazată cu –45° iar cealaltă cu +45° față de purtătoarea originală, utilizând un modulator *I*-*Q*. Demodularea MP se realizează prin construirea unei bucle PLL folosind intrarea *"Low f"* cu frecvență de tăiere joasă a filtrului buclei şi nu cea de frecvență înaltă *"High f"*, ca la demodularea MF.

Studiul experimental al modulațiilor de fază multinivel BPSK şi QPSK se poate realiza pe placa educațională cu montajul din figura 6.8. În locul generatorului de funcții şi blocului neliniar analogic, se utilizează un microcontroler care face maparea grupurilor de biți pe constelația de faze respectivă prin intermediul convertoarelor digital-analogice.

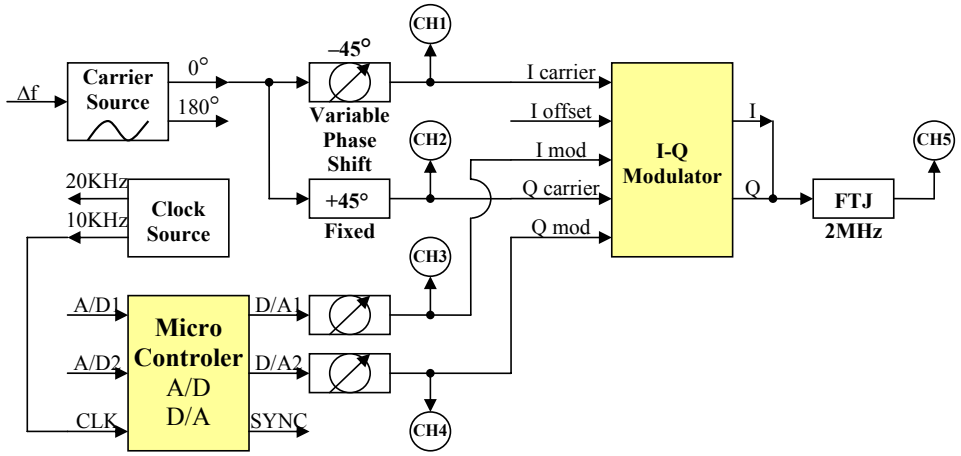


Fig. 6.8. *Studiul experimental al generării semnalelor BPSK şi QPSK cu microcontroler.*

<u>La realizarea experimentului se procedează în felul următor:</u>

– Se deschide aplicația Windows "*Modulation and Coding Principles*", apoi lecția "*Phase Modulation*", în care se alege experimentul "*Practical 2*" şi se realizează conexiunile necesare conform schemei bloc din figura 6.7.

– Folosind analizorul de fază *"Phasescope"* se ajustează defazajul purtătoarei *I* astfel încât *I* şi *Q* să fie exact în quadratură (*Q* defazată la +90° față de *I*). Cu

ajutorul frecvențmetrului şi voltmetrului virtual se reglează generatorul de funcții şi atenuatorul pentru un semnal sinusoidal cu frecvența de *15 KHz* şi amplitudinea de de *0.2 V* vârf-la-vârf.

– Se mută sonda de intrare a analizorului de fază (setat pentru vizualizarea constelațiilor de semnal) la ieşirea modulatorului *I-Q* şi se modifică amplitudinea semnalului modulator, urmărind cum limitele de variație a fazei se deschid în evantai pe măsură ce indicele de modulație creşte. Comutând pe semnal modulator dreptunghiular, se observă că rămân doar aceste două limite, care se deschid până ce ajung în antifază, la un indice de modulație de 90°.

– Se urmăreşte semnalul modulat în fază şi semnalul demodulat cu bucla PLL pe ecranul osciloscopului virtual, prin mutarea sondelor de vizualizare în pozițiile corespunzătoare. Se ajustează şi valoarea sursei de tensiune continue, astfel încât faza oscilatorului local să ajungă în centrul deviației de fază, când semnalul demodulat nu este distorsionat în partea superioară şi în cea inferioară a formei de undă. Pentru o amplitudine prea mare a semnalului modulator, se remarcă apariția acestor distorsiuni chiar dacă oscilatorul local este bine centrat.

– Se deschide apoi lecția "*Multi-State Phase Shift Keying*", în care se alege experimentul "*Practical 2*" şi se realizează conexiunile necesare conform schemei bloc din figura 6.8. Se repetă etapele din lecția anterioară, cu deosebirea că acum sunt două semnale modulatoare al căror nivel poate fi reglat independent, pornind de la zero. Când numai unul din ele este nenul se obține modulația BPSK, iar când ambele sunt active rezultă modulația QPSK. Se ajustează nivelurile până când pe ecranul analizorului de fază apar constelațiile de semnal specifice.

6.3. Întrebări de verificare a cunoştintelor

(1.) Care este diferența dintre modulația PSK absolută şi cea diferențială?

(2.) Cum arată forma de undă şi spectrul modulației de fază binare absolute? Cum poate fi descompus semnalul BPSK?

(3.) Care este legătura dintre rata de transmisie a biților şi rata de semnalizare? Care sunt unitățile lor de măsură?

(4.) Cum arată constelațiile de semnal pentru modulațiile de fază BPSK şi QPSK? Care sunt ratele de bit maxime ale acestor modulații în funcțe de lățimea de bandă?

(5.) Cum arată forma de undă a unui semnal modulat QPSK absolut pentru secvența de biți *"10110001"*, dacă la începerea transmisiei faza era nulă?

(6.) Cum arată şi cum funcționează schema bloc de generare a modulației de fază pentru semnal modulator cu forma de undă arbitrară?

(7.) Care este diferența dintre schema bloc a modulatorului BPSK şi cea a unui modulator MA-PS cu semnal digital? Cum arată aceste scheme?

(8.) Cum se poate realiza refacerea purtătoarei nemodulate la recepție pentru demodularea MA sincronă şi MP?

(9.) Cum arată şi cum funcționează schema bloc de demodulare BPSK cu buclă PLL? De ce nu este necesar un multiplicator extern buclei?

(10.) Care este diferența dintre schemele bloc de utilizare a buclei PLL la demodularea MF şi la demodularea MP?

7. Transmisia datelor în sistemele de conducere şi supervizare

7.1. Considerații teoretice

7.1.1. Comunicația în structuri ierarhizate

Sistemele de conducere a proceselor industriale utilizează o structură ierarhică, organizată pe mai multe niveluri, care asigură atât funcționartea independentă a echipamentelor cât şi centralizarea informațiilor pentru un supervizor uman. Deoarece toate aceste elemente situate pe diferite niveluri ierarhice comunică permanent între ele, se conturează astfel şi o structură ierarhică a sistemului de transmisie a datelor, care urmăreşte structura ierarhizată de conducere a procesului respectiv.

Nivelul fizic de interfață realizează schimbul de informații cu procesul prin achiziția de date de la senzori sau traductoare şi prin distribuția de comenzi spre elementele de execuție (actuatoare). În general mai multe echipamente de achiziție şi distribuție de pe acest nivel sunt conectate împreună pe o rețea serială industrială cu transmisie digitală în banda de bază, numită generic *magistrală de câmp ("Fieldbus")*, care poate avea diverse implementări concrete, în funcție de aplicație: RS-232, RS-485, CAN, FOUNDATION Fieldbus, Ethernet, etc.

La *nivelul de conducere*, elementele implicate în comunicație sunt echipamente de comandă şi control care acționează asupra unui singur proces, prin implementarea efectivă a algoritmul de conducere, cum ar fi calculatoare de proces, regulatoare numerice sau automate programabile.

Pe *nivelul de supervizare* se află de obicei un calculator central dotat cu un mediu software corespunzător, cu ajutorul căruia un operator uman poate vizualiza date sau evenimente ce au loc în întregul sistem şi poate modifica diverşi parametri, poate ajusta algoritmul de reglare sau efectua direct comenzi manuale asupra procesului fizic.

În funcție de situația practică concretă, aceste niveluri pot să nu aibă o delimitare strictă, mergând de la interfațarea, conducerea şi supervizarea întregului proces cu un singur controler, până la separarea şi mai detaliată a fiecărui nivel în sub-niveluri realizate cu echipamente distincte.

7.1.2. Terminale de acces la magistrala de câmp

Pentru interfațarea procesului industrial la magistrala de câmp, firma "*National Instruments*" oferă terminale de acces denumite *"FieldPoint"*, cu structură modulară care permite alegerea independentă a funcțiilor de intrare/ieşire şi tipului de implementare concretă a rețelei industriale *"Fieldbus"*. Un astfel de echipament este compus dintr-un modul de interfață cu rețeaua, la care pot fi conectate unul sau mai multe terminale de bază pentru introducerea modulelor de intrare/ieşire propriu-zise (fig. 7.1.) [20].

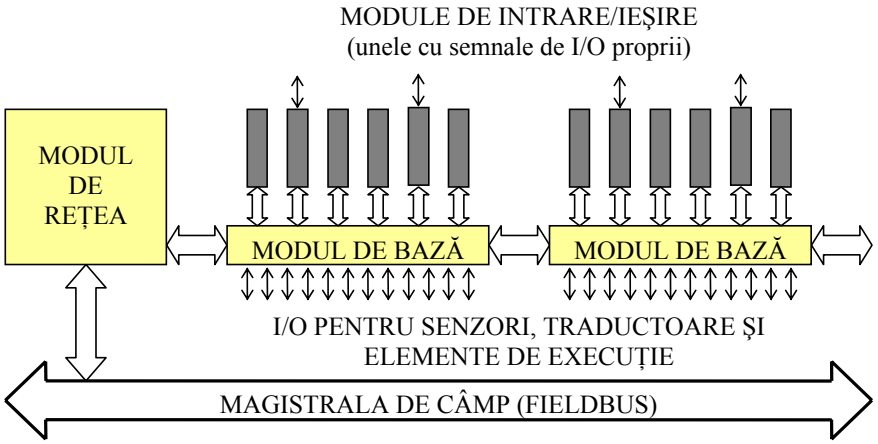


Fig. 7.1. *Structura unui echipament de acces "FieldPoint" de la "National Instruments".*

Modulul de interfață cu rețeaua poate fi de tip FP-1000 (conexiune directă RS-232 la un calculator PC cu rata maximă de 115 Kbps), FP-1001 (rețea industrială RS-485 cu rata de 115 Kbps), FP-1600 (interfață de rețea Ethernet cu rata de 10/100 Mbps), sau FP-3000 (interfață Foundation Fieldbus cu rata de 31.5 Kbps).

Modulele (terminalele) de bază sunt de fapt adaptoare mecanice ce constituie socluri de susținere pentru modulele I/O şi realizează interconectarea semnalelor de date ale acestora cu modulul de rețea şi cu procesul industrial, precum şi alimentarea lor din modulele de rețea. Fiecare modul de bază permite conectarea la interfața de rețea a unui singur modul I/O standard cu câte 8/16 canale (FP-TB-1) sau permite inserarea a 6 module diferite cu câte 2 canale (FP-TB-10). Modulele de bază FP-TB-10 pentru canale duale au câte 6 conectori externi cu şurub pentru fiecare modul de I/O: 2 x 2 conectori pentru cele două canale şi încă 2 conectori *V (+) = "Voltage"* şi *C (-) = "Common ground"* pentru alimentare externă (aceşti 2 conectori sunt comuni tuturor modulelor I/O inserate într-un terminal de bază).

Modulele I/O pot fi pentru intrări sau ieşiri analogice (intrări diferențiale pentru traductoare şi intrări/ieşiri simple în curent sau tensiune), module discrete cu intrări/ieşiri digitale clasice şi ieşiri cu element de comutare de tip electronic (tranzistor) sau electromecanic (releu), module cu canale de numărare a evenimentelor sau de temporizare şi module cu ieşiri în impulsuri modulate în durată (PWM).

Schemele de utilizare (de interfațare cu echipamentele industriale) pentru o serie de module de ieşire cu două canale ce se pot insera în terminale de bază tip FP-TB-10 sunt prezentate în figura 7.2.

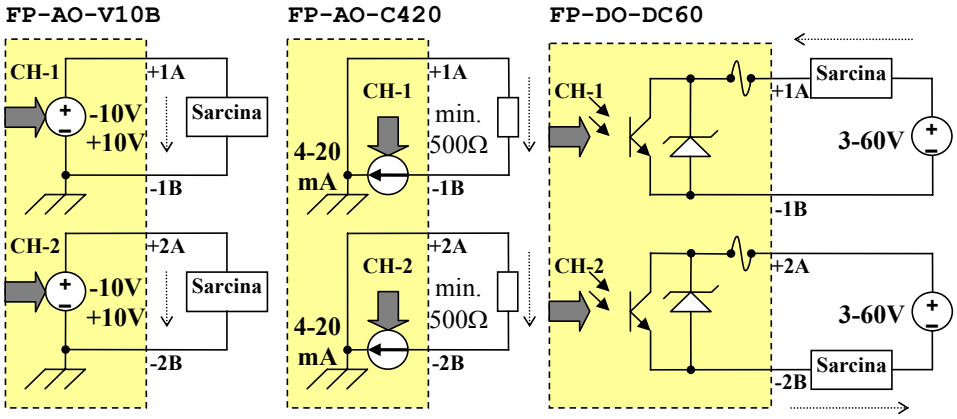


Fig. 7.2. *Schemele de utilizare a modulelor de ieşire cu două canale pentru FP-TB-10.*

Modulele FP-AO-V10B şi FP-AO-C420 sunt module cu ieşiri analogice duale în tesiune simetrică (-10V..+10V), respectiv în curent (4..20mA), având convertoare numeric-analogice cu rezoluția de 12 biți. Curentul maxim în sarcină pentru ieşirile în tensiune este de 20mA, iar sarcina rezistivă pentru ieşirea în curent este de minim 500Ω. Modulul FP-DO-DC60 are două ieşiri discrete izolate galvanic prin optocuplor pentru comutarea ON-OFF a unei sarcini la o tensiune continuă din gama 3V..60V. Fiecare canal este prevăzut cu diode de protecție şi siguranțe fuzibile care se pot schimba cu uşurință din exterior, iar sarcina se poate conecta atât în colectorul cât şi în emitorul tranzistorului de comutare [20].

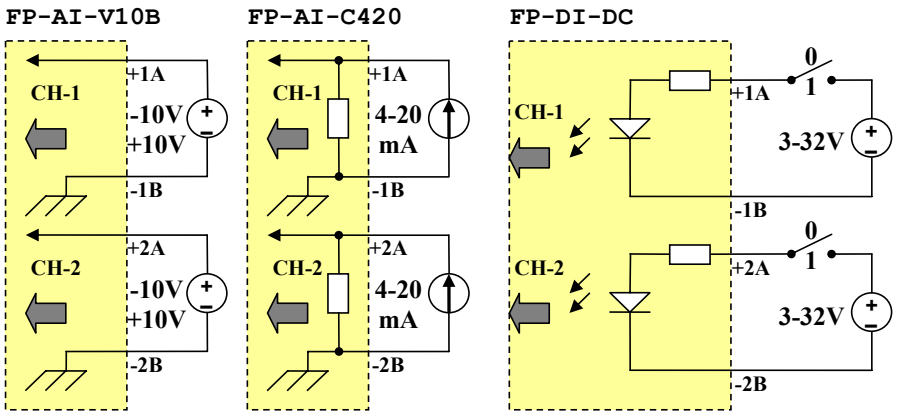


Fig. 7.3. *Schemele de utilizare a modulelor de intrare cu două canale pentru FP-TB-10.*

Pentru intrări sunt disponibile module duale cu schemele de utilizare din figura 7.3. Modulele FP-AI-V10B şi FP-AI-C420 sunt prevăzute cu câte două canale de intrare analogică în tensiune simetrică (-10V..+10V), respectiv în curent (4..20mA pe o impedanță de 133Ω), având convertoare analog-numerice cu rezoluția de 12 biți. Modulele au un filtru trece-jos pe intrare cu frecvența de tăiere programabilă la 20Hz sau 20KHz pentru intrările în tensiune şi la 20Hz sau 100Hz pentru intrările în curent. Pentru intrări discrete poate fi utilizat modulul FP-DI-DC care are două canale izolate galvanic prin optocuplor ce pot fi comandate pe “0” logic dacă tensiunea continuă de intrare lipseşte (sau este mai mică de 3V) şi pe “1” logic dacă tesiunea continuă de intrare este în gama 3V..32V [20].

7.1.3. Mediul software SCADA “Lookout”

Există numeroase medii software care permit controlul şi supervizarea unor procese tehnologice pe un calculator central, pentru ca operatorul uman să poată interacționa cu instalația industrială prin intermediul unei interfețe grafice. Platformele software cele mai performante de această natură nu se limitează doar la nivelul de supervizare, putând realiza chiar şi o implementare efectivă a algoritmului de conducere.

În general, toate aceste medii au o interfață grafică bazată pe un set de obiecte predefinit, orientat către aplicații industriale de instrumentație sau control şi un executiv de timp real bazat pe evenimente, care implementează funcțiile “din spatele” obiectelor grafice. Un astfel de mediu software poartă denumirea generică de *SCADA = “Supervisory Control Automation and Data Acquisition”*. Cele mai utilizate medii SCADA sunt realizate de firma “National Instruments”: *“LabWindows/CVI”*, *“LabView”* şi *“Lookout”* [20].

Mediul software *CVI = “C for Virtual Instrumentation”* este un mediu SCADA pentru dezvoltare de software cu orientare pe aplicații de instrumentație, destinat inginerilor ce posedă cunoştințe de programare în limbajul C. Platforma pune la dispoziție un mediu interactiv de dezvoltare a unor aplicații care au toate elementele clasice Windows, îmbinând deci avantajele programării de tip vizual cu avantajele simplității şi flexibilității limbajului C.

Mediul *“LabView”* permite realizarea unor aplicații de instrumentație şi control folosind o descriere la nivel de schemă funcțională, cu ajutorul unui set predefinit de obiecte ce pot fi interconectate grafic şi configurate în detaliu. Acesta are avantajul unei descrieri inginereşti mai intuitive şi care nu necesită cunoştințe de programare textuală, dar şi dezavantajul unei flexibilități mai reduse deoarece este limitat la utilizarea obiectelor deja disponibile.

Mediul *“Lookout”* este tot o soluție SCADA fără programare, care permite descrierea intuitivă la nivel de schemă cu obiecte grafice predefinite şi uşor configurabile, orientat mai mult către aplicații de control, deoarece include şi o gamă largă de obiecte de tip regulator, împreună cu o serie de algoritmi de reglare gata implementați.

În continuare se va prezenta pe scurt mediul *"Lookout"*, care rulează pe calculatoare personale PC sub sistemul de operare Windows [21]. Mediul Lookout are două moduri de lucru: modul de editare *("Edit")* şi modul de execuție a proceselor *("Automat")*. Modul *"Edit"* permite introducerea obiectelor grafice, configurarea şi modificarea parametrilor acestora, crearea de noi panouri de lucru, pentru ca trecerea ulterioară în modul *"Automat"* să permită controlul procesului cu ajutorul interfeței astfel realizate. Comutarea între cele două moduri se realizează fără oprirea procesului, cu ajutorul combinației de taste CTRL+SPACE.

Realizarea unei aplicații în *"Lookout"* implică crearea de obiecte grafice care apoi sunt conectate între ele, nefiind necesară programarea, scrierea de scenarii (liste de comenzi) sau compilarea. Remarcabil este şi faptul că reconfigurarea aplicației este posibilă fără întreruperea procesului urmărit. Dacă este selectată opțiunea *"Categorize"*, obiectele sunt grupate în clase, după funcționalitate, conform figurii 7.4.

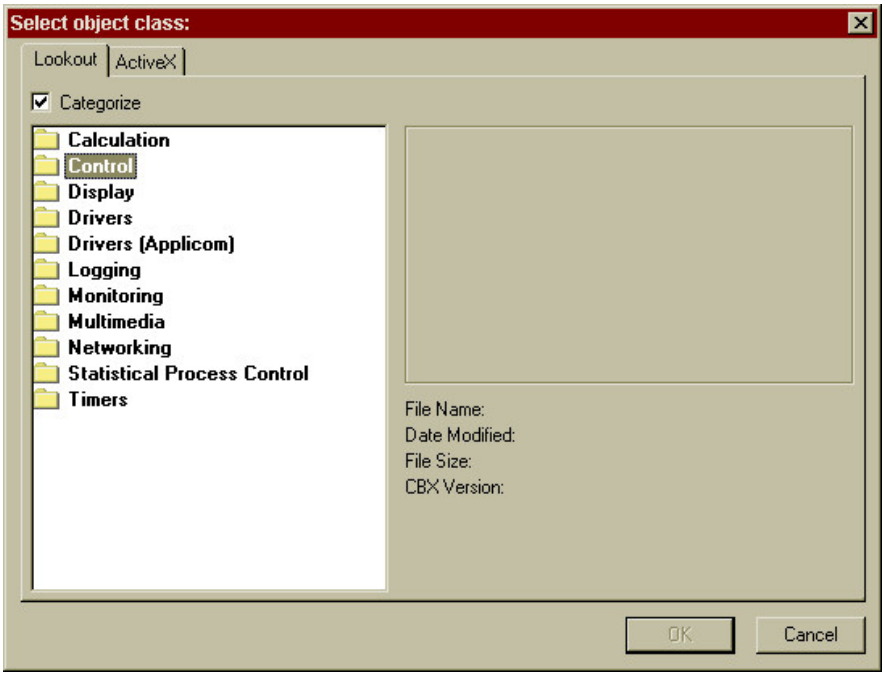


Fig. 7.4. *Clase de obiecte grafice configurabile în "Lookout".*

– Clasa *“Calculation”* = conține obiecte pentru calcule matematice (acumulare, mediere, derivare, integrare, interpolare, histogramă, maxim, minim, sortare);

– Clasa *“Control”* = obiecte pentru control (regulatoare, potențiometre, comutatoare, butoane cu apăsare, butoane tip radio);

– Clasa *“Display”* = obiecte pentru afişări grafice (panouri, scări, afişaje analogice şi numerice, oscilografuri);

– Clasa *“Drivers”* = drivere pentru lucrul cu diverse interfețe de proces (de exemplu pentru FieldPoint);

– Clasa *“Logging”* = obiecte pentru monitorizarea evenimentelor şi alarmări ale operatorului;

– Clasa *“Multimedia”* = obiecte multimedia (grafice animate, interfețe pentru lucrul cu “mouse”-ul, joystick, sunete);

– Clasa *“Networking”* = obiecte pentru lucrul în rețea;

– Clasa *“Statistical Process Control”* = obiecte pentru evaluări statistice;

– Clasa *“Timers”* = obiecte pentru gestionarea timpului.

Urmărirea istoricului evoluției diferitelor mărimi, analiza avariilor, studii statistice, se pot efectua generând dinamic înregistrări pentru programe de calcul tabelar (*“Excel”*, *“Lotus”*), sau pentru baze de date (*“FoxPro”*, *“Citadel”* via ODBC), salvate în fişiere pe disc. Pe baza datelor achiziționate se pot reface oscilogramele corespunzătoare pentru orice interval de timp înregistrat, cu parcurgere înainte-înapoi.

Pentru fiecare nou proces, se creează automat fişierele cu următoarea semnificație (la versiunile *4.x* ale pachetului de programe):

– *nume.lks* = fişier text cuprinzând codul sursă al procesului generat;

– *nume.l4p* = fişierul ce conține codul executabil pentru procesul ce urmează a fi rulat;

– *nume.l4t* = fişier cu valorile curente ale parametrilor obiectelor create în proces;

– *nume.lka* = fişier cu informații despre securitatea aplicației.

7.2. Experimente de laborator

În laborator se va ilustra comunicația în banda de bază dintre un proces industrial hidrotehnic şi un calculator personal PC de supervizare, utilizând echipamentul de acces *FieldPoint FP-1600* care realizează interfațarea unor module de intrare-ieşire cu o rețea tipică Ethernet de interconectare a calculatoarelor.

Procesul industrial este reprezentat prin macheta educațională *"Process Ring Level and Flow"* produsă de firma *"Feedback Instruments"* a unei instalații hidrotehnice de reglare a nivelului şi debitului lichidului dintr-un rezervor de acumulare (fig. 7.5.) [22]. Instalația pompează apa din rezervorul inferior de stocare în rezervorul superior de acumulare.

Controlul debitului de lichid se realizează prin intermediul unui robinet comandabil în mod continuu pe cale electrică ("servo-valve") şi o serie de robinete comandabile discret în regim închis-deschis, care nu vor fi utilizate în cadrul acestui experiment. Informația despre debitul curent pe conductă este preluată cu ajutorul unui traductor de debit, iar informația despre nivelul apei în rezervorul de acumulare este sesizată prin intermediul unui traductor de nivel cu plutitor (fig. 7.5.). Semnalul de comandă a electrovalvei şi semnalele de la senzorii de nivel şi debit sunt transformate de către o interfață specifică pentru proces ataşată machetei de laborator în semnale de intrare-ieşire în curent, conform standardului industrial 4..20mA.

Pentru interfațarea cu calculatorul de supervizare se utilizează echipamentul de acces la magistrala Ethernet FP-1600 cu adresa de rețea *IP = 192.168.249.127*, conectat la două terminale de bază FP-TB-10. Terminalul de bază nr. 2 are inserate în socluri două module analogice FP-AI-C420 de intrare în curent şi un modul analogic de ieşire în curent FP-AO-C420, care se conectează la interfața de proces pentru citirea nivelului şi debitului, respectiv pentru comanda electrovalvei.

Se va realiza în mediul "*Lookout*" o aplicație de supervizare demonstrativă care conține două obiecte: un potențiometru de tip *"Pot"* care transmite semnalul de comandă pentru reglarea poziției electrovalvei de curgere şi un oscilograf de tip *"Trend"* pentru afişarea evoluției în timp a debitului şi nivelului de lichid din rezervorul de acumulare, ca în figura 7.6.

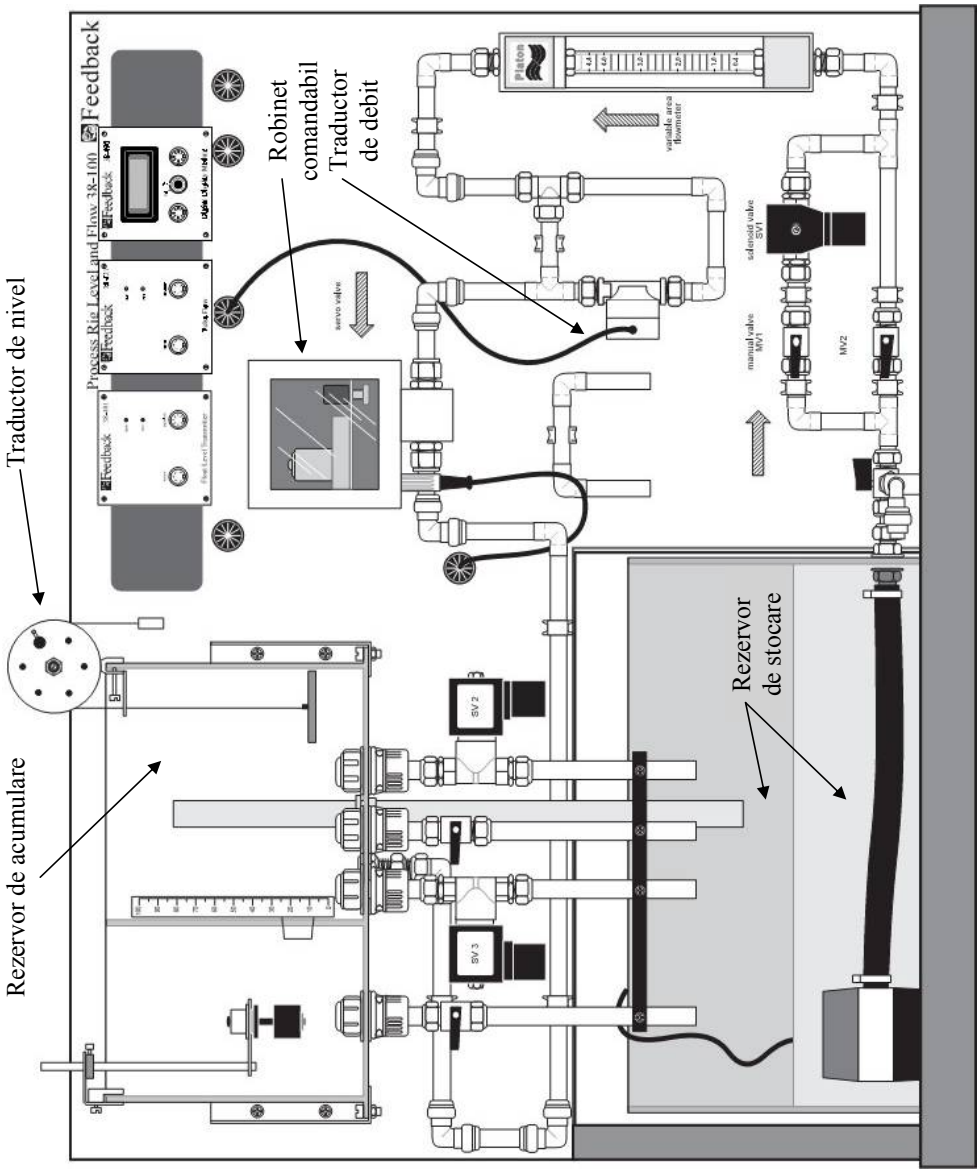


Fig. 7.5. *Instalația hidrotehnică "PROCON" pentru reglarea nivelului şi debitului de lichid.*

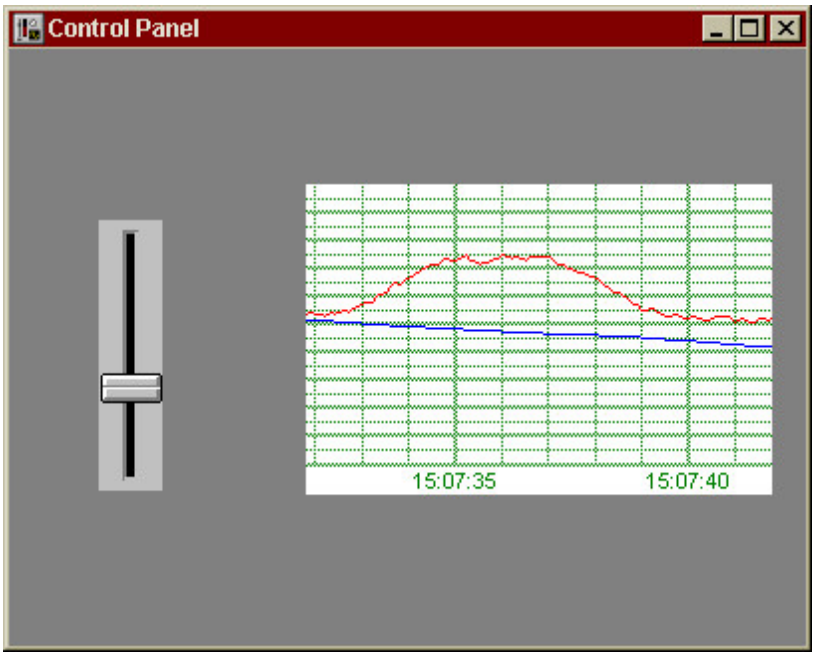


Fig. 7.6. *Aplicație de supervizare:*
comanda electrovalvei, afişarea nivelului şi debitului.

<u>La realizarea experimentului se procedează în felul următor:</u>

– Se deschide mediul software SCADA "*Lookout*", şi se creează un nou proces cu numele *"Transmisie"* din meniul *File → New*. Acest proces va avea asociat un panou de control *"Control Panel"* căruia i se dă denumirea *"Panou"*.

– Din meniul *Object → Create* se deschide fereastra cu clasele de obiecte (fig. 7.4.) în care se explorează categoria *"Control"*, selectând obiectul de tip potențiometru *"Pot"*. La crearea acestui obiect de control va apărea mai întâi o fereastră de asociere a obiectului cu un anumit proces, în care se selectează procesul *"Transmisie"*, apoi se va deschide automat fereastra de configurare din figura 7.7.

– În această fereastră se configurează mai întâi limitele de variație a valorii generate de potențiometru între 0.004-0.02 pentru a putea comanda ieşirea în curent de 4-20mA şi se alege o rezoluție cât mai fină (o variație minimă de 0.0001 este suficientă), pentru o posibilitate de comandă manuală cât mai lină, fără salturi bruşte.

– Tot în fereastra de configurare a potențiometrului, se selectează poziția sursei se semnal comandate la distanță, introducând adresa de rețea a

echipamentului de acces FieldPoint FP, a terminalului de bază 2TB şi a canalului 08 folosit pentru comandă: *\\192.168.249.127\FP\2TB\08*. Dacă aceste date nu sunt cunoscute, este posibilă şi explorarea rețelei printr-o fereastră *"URL Editor"* care se deschide la click-dreapta în căsuța din dreptul URL.

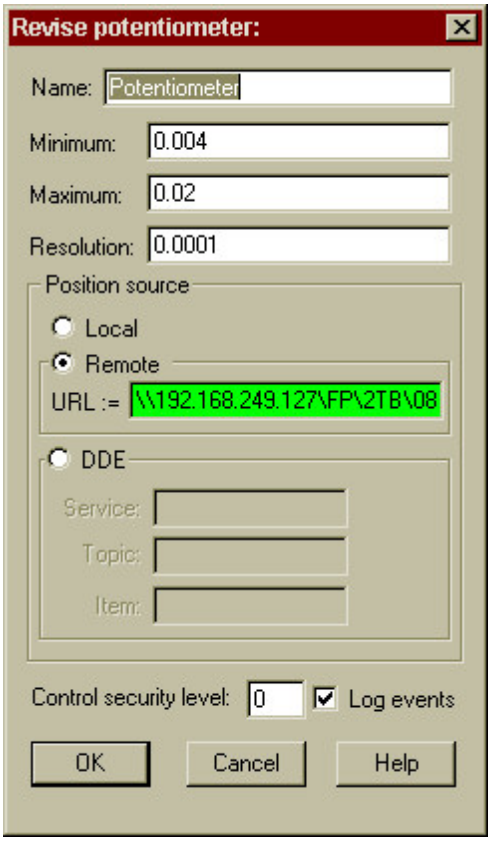


Fig. 7.7. *Configurarea potențiometrului.*

– După închiderea ferestrei de configurare, mediul "*Lookout*" va deschide o nouă fereastră pentru selectarea simbolului grafic de panou folosit pentru reprezentarea potențiometrului. Se alege tipul cu deplasare verticală a cursorului *"vertical slider"*.

– Procedând într-un mod asemănător, se creează apoi un obiect de tip oscilograf *"Trend"*, din clasa de obiecte *"Display"*. Configurarea oscilografului se realizează prin setarea limitelor între 0.004-0.02 pentru scalarea graficului pe

domeniul gamei de variație 4-20mA a intrărilor în curent pentru achiziția semnalelor de la traductoarele de nivel şi debit (fig. 7.8.).

– Se introduce apoi durata intervalului de afişare a evoluției semnalelor în timp la 10 secunde (00:00:10) în căsuța *"Trend width"* şi intervalul de timp dintre două achiziții consecutive a valorilor de intrare la 0.1 secunde (00:00:0.1), pentru o afişare cât mai cursivă.

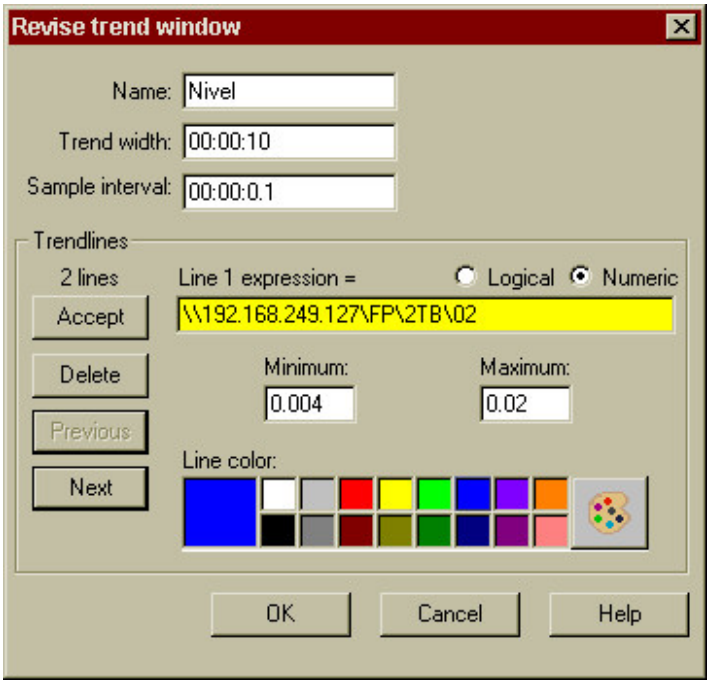


Fig. 7.8. *Configurarea oscilografului pentru afişarea nivelului.*

– Se introduce adresa canalului de intrare de la traductorul de nivel în căsuța corespunzătoare primei linii de variație *"Line 1 expression = ":* *\\192.168.249.127\FP\2TB\02*. Se alege culoarea de afişare dorită pentru variația nivelului de lichid din rezervorul de acumulare, apoi se apasă butonul *"Accept"* (fig. 7.8.).

– Prin apăsarea butonului *"Next"* se creează o a doua linie de variație pe acelaşi grafic, care va fi utilizată la afişarea debitului, configurată cu adresa canalului de intrare de la traductorul care măsoară debitul prin conducta de alimentare a

rezervorului: *"Line 2 expression = ":* *\\192.168.249.127\FP\2TB\03* şi se alege apoi eventual altă culoare de afişare (fig. 7.9.).

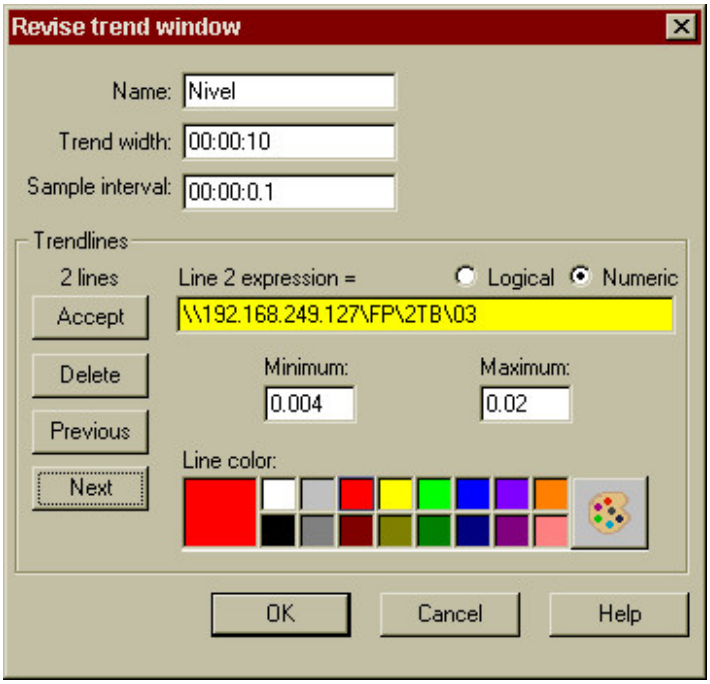


Fig. 7.9. *Configurarea oscilografului pentru afişarea debitului.*

B I B L I O G R A F I E

[1] Mateescu A., Dumitriu N., Stanciu L. – *"Semnale şi sisteme. Aplicații în filtrarea semnalelor"*, Ed. Teora, Bucureşti, 2001.

[2] Dobrescu R. – *"Transmiterea datelor"*, Ed. Academiei Române, Bucureşti, 2005.

[3] Botez I. C. – *"Comunicații pe fibră optică"*, Ed. Gh. Asachi, Iaşi, 1996.

[4] Halsall F. – *"Data Communications, Computer Networks and Open Systems"*, 4th edition, Ed. Addison-Wesley Publishing, Wokingham, 1996.

[5] Keyser G. E. – *"Local Area Network"*, Ed. McGraw-Hill, New York, 1989.

[6] Murgan A. T. – *"Principiile teoriei informației în ingineria informației şi a comunicațiilor"*, Ed. Academiei Române, Bucureşti, 1998.

[7] Spătaru Al. – *"Teoria transmisiunii informației"*, Ed. Didactică şi Pedagogică, Bucureşti, 1983.

[8] Constantin I. – *"Principiile transmisiunilor de date"*, Ed. Politehnica Press, Bucureşti, 2002.

[9] Taub H., Schilling D. L., Saha G. – *"Principles of Communication Systems"*, 3rd edition, Ed. McGraw-Hill Education, New Delhi, 2008.

[10] Thurwachter C. N. Jr. – *"Data and Telecommunications. Systems and Applications"*, Ed. Prentice Hall, New Jersey, 2000.

[11] Alexandru N. D. – *"Introducere în telecomunicații"*, Ed. Gh. Asachi, Iaşi, 2000.

[12] Reed J. H. – *"Software Radio: A Modern Approach to Radio Engineering"*, Ed. Prentice Hall, New Jersey, 2002.

[13] Simion E., Miron C., Feştilă L. – *"Montaje electronice cu circuite integrate analogice"*, Ed. Dacia, Cluj-Napoca, 1986.

[14] Ciobăniţa V., Lingvay I., Matra I., Mărculescu A., Mihăescu I., Nicolae A., Oprescu G. D., Pintilie G., Szatmary I., Silişteanu M., Văcaru V. – *"Radiorecepţia"*, Ed. Albatros, Bucureşti, 1982.

[15] Creţu F. – *"Radioreceptoare. Proiectare şi scheme comentate"*, Ed. Tehnopress, Iaşi, 2007.

[16] Vătăşescu A., Bodea M., Hartular A., Schuster B., Crăcea D., Lungu Ş., Gheorghiu V., Mihuţ I., Savin R. – *"Circuite integrate liniare. Manual de utilizare"*, vol. I, Ed. Tehnică, Bucureşti, 1979.

[17] * * * – *"Amplifiers & Oscillators Student's Manual"*, cod. 53-210, Feedback Instruments Ltd., 2006.

[18] * * * – *"Tuned Circuits & Filters Student's Manual"*, cod. 53-220, Feedback Instruments Ltd., 2006.

[19] * * * – *"Modulation and Coding Principles Student's Manual"*, cod. 53-230, Feedback Instruments Ltd., 2006.

[20] * * * – *"The Measurement and Automation Catalog"*, National Instruments Inc., 2002.

[21] * * * – *"Lookout Basics Course Manual"*, National Instruments Inc., 1996.

[22] * * * – *"PROCON: Process Control Trainer Level / Flow Student's Workbook"*, cod. 38-001WB, Feedback Instruments Ltd., 1998.

ISBN 978-973-621-272-7